

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky**

**Ověření vlivu tloušťky plechu mg. obvodu na účinnost
asynchronního motoru**

**Influence of Magnetic Circuit Sheet Thickness on Induction
Motor Efficiency**

Zadání bakalářské práce

Student:

Jan Polcer

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

3907R001 Elektroenergetika

Téma:

Ověření vlivu tloušťky plechu mg. obvodu na účinnost asynchronního motoru.

Influence of Magnetic Circuit Sheet Thickness on Induction Motor Efficiency

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Magnetický obvod asynchronního motoru, konstrukce, materiály, vlastnosti.

Návrh způsobu optimalizace magnetického obvodu.

Realizace navržených úprav, provedení měření.

Vyhodnocení výsledných vlastností strojů.

Seznam doporučené odborné literatury:

Hrabovcová, V. a kol.: Meranie a modelovanie elektrických strojov, Žilinská univerzita, 2014

Petrov, G.N.: El. stroje 1 a 2, ACADEMIA 1980

Kopylov, I.V.: Stavba elektrických strojů, SNTL Praha, 1988

Cigánek, L.: Elektrické stroje (kterékoliv ze 6 vydání)

Bašta, J., Chládek, J., Mayer, I.: Teorie elektrických strojů, SNTL Praha, 1968


Další dle pokynů vedoucího bakalářské práce.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Petr Bernat, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


prof. Ing. Stanislav Rusek, CSc.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: 28. 4. 2017


.....
podpis studenta

Poděkování

Děkuji společnosti Siemens, s.r.o., odštěpný závod Elektromotory Mohelnice za stavbu vzorků, realizaci měření a odbornou pomoc při zpracování mé bakalářské práce. Dále děkuji konzultantovi panu Martinu Jílkovi a vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Petru Bernatovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Velké poděkování patří také mým rodičům za podporu během celého studia.

Prohlášení zástupce spolupracující právnické nebo fyzické osoby

Souhlasím se zveřejněním této bakalářské práce dle požadavků čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v bakalářských programech VŠB-TU Ostrava.

Naměřené hodnoty jsou uvedeny v neveřejné části práce, jedná se o důvěrná data, která jsou majetkem firmy Siemens, s.r.o. o.z. Elektromotory Mohelnice.

Dne: 28. 4. 2017

.....
podpis zástupce

Abstrakt

V současné době vznikají požadavky na další zvyšování účinnosti asynchronních motorů. Jednou z možností pro zvýšení jejich účinnosti je použití plechů s menší tloušťkou. Tento způsob však kromě účinnosti ovlivňuje i celou řadu dalších vlastností. Cílem této bakalářské práce je ověřit vliv tloušťky a jakosti plechu magnetického obvodu na celkovou účinnost a další parametry asynchronního motoru. Práce se dělí na tři základní části. První část práce se zabývá popisem asynchronního motoru, ztrát v magnetickém obvodu, materiálových vlastností plechů pro magnetické obvody a obecným elektromagnetickým výpočtem asynchronního motoru. V druhé části práce je popsáno zvolené řešení včetně srovnání vlastností plechů použitých pro jednotlivé vzorky. Hlavním obsahem této části je realizace měření jednotlivých vzorků. V závěrečné části práce jsou vyhodnoceny dosažené výsledky.

Klíčová slova

Asynchronní motor; magnetická indukce; magnetický obvod; magnetizační křivka; plech; rotor; stator; účinník; účinnost; ztráty

Abstract

The efficiency requirements for induction motors are currently on the rise. One of the methods for increasing their efficiency is using thinner magnetic circuit sheets. However, this method also affects many other properties. The aim of this bachelor thesis is to verify the effect of magnetic circuit sheet thickness and quality on the overall efficiency and other parameters of the induction motor. Thesis is divided into three main parts. The first part deals with the description of induction motor, losses in the magnetic circuit, material properties of magnetic circuit sheets and general electromagnetic calculation of an induction motor. The second part describes the chosen solution, including a comparison of properties of sheets used for each sample. The main content of this part is the measurement of samples. The results are evaluated in the final part of the thesis.

Key words

BH curve; efficiency; flux density; induction motor; losses; magnetic circuit; magnetic circuit sheet; power factor; rotor; stator

Obsah

Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	10
Seznam použitých symbolů.....	11
Úvod.....	15
1. Asynchronní stroj	16
1.1 Konstrukční uspořádání asynchronního stroje	16
1.2 Princip funkce asynchronního stroje	17
1.3 Pracovní stavy asynchronního stroje.....	18
1.4 Rozdělení ztrát v asynchronním stroji.....	19
2. Ztráty vznikající v magnetickém obvodu	21
2.1 Hysterezní a vířivé ztráty	21
2.2 Hlavní ztráty	21
2.3 Dodatečné ztráty.....	22
3. Vlastnosti plechů	26
3.1 Ztrátové číslo a značení plechů	26
3.2 Magnetizační charakteristika.....	26
3.3 Vliv obsahu křemíku a dalších příměsí na vlastnosti plechu	27
3.4 Vliv technologie zpracování na vlastnosti plechu	27
3.5 Činitel plnění železa	28
3.6 Rozbor vlivu tloušťky plechu a ztrátového čísla na ztráty a vlastnosti motoru	28
4. Možnosti snižování ztrát v magnetickém obvodu	29
4.1 Izolace povrchu plechů.....	29
4.2 Použití plechů s menší tloušťkou	29
4.3 Zvýšení rezistivity plechů	30
4.4 Žihání plechů.....	30
5. Obecný postup elektromagnetického výpočtu asynchronního motoru	31
5.1 Volba hlavních rozměrů	31
5.2 Určení počtu drážek, počtu závitů a průřezu vodiče statorového vinutí	31
5.3 Výpočet rozměrů drážek a zubů statoru	32
5.4 Výpočet rotoru	33
5.5 Výpočet magnetizačního proudu.....	34
5.6 Výpočet odporů a reaktancí.....	35
6. Zvolené řešení	37
6.1 Porovnání použitých plechů z hlediska tvaru magnetizační charakteristiky, měrných ztrát a permeability.....	37

7.	Popis měření asynchronního motoru	40
7.1	Měření naprázdno	40
7.2	Měření nakrátko	40
7.3	Napětí nakrátko	41
7.4	Zatěžovací charakteristiky při zatížení konstantním momentem	41
7.5	Zatěžovací charakteristiky při jmenovitém napětí	42
7.6	Měření činného svorkového odporu	42
7.7	Oteplovací zkouška při P_{2N} a U_N	42
7.1	Měření maximálního momentu	42
8.	Vyhodnocení výsledků	43
8.1	Chod naprázdno	43
8.2	Chod nakrátko	43
8.3	Zatížení při konstantním napětí	43
8.4	Zatížení konstantním momentem	44
8.5	Oteplovací zkouška	44
8.6	Maximální moment	44
	Závěr	45
	Seznam použité literatury	46

Seznam obrázků

Obr. 1.1 – Magnetický obvod asynchronního stroje	16
Obr. 1.2 – Konstrukční uspořádání asynchronního stroje	17
Obr. 1.3 – Momentová charakteristika asynchronního motoru s kotvou nakrátko	19
Obr. 1.4 – Schéma energetické bilance asynchronního motoru	20
Obr. 2.1 – a) závislost $\beta_0 = f(b_0/\delta)$, b) pulsace magnetické indukce ve vzduchové mezeře	23
Obr. 2.2 – Velikost vzduchové mezery v závislosti na vnitřním průměru statoru	25
Obr. 4.1 – Vliv obsahu příměsí na rezistivitu oceli	30
Obr. 6.1 – Závislost měrných ztrát použitých plechů na magnetické indukci	37
Obr. 6.2 – Závislost poměrné permeability použitých plechů na magnetické indukci	38
Obr. 6.3 – Magnetizační charakteristiky použitých plechů	39
Obr. 7.1 – Schéma pro měření asynchronního motoru	40
Obr. 7.2 – Obecné momentové charakteristiky asynchronního motoru pro různá napětí	41
Obr. 7.3 – Schéma pro měření činného svorkového odporu	42

Seznam tabulek

Tab. 3.1 – Činitel plnění železa pro různé druhy izolací.....	28
---	----

Seznam použitých symbolů

Symbol	Význam symbolu	Jednotka
A	lineární hustota proudu	(A/m)
a	počet paralelních větví	(-)
a_{kn}	rozměr kruhu nakrátko	(m)
B	délka přímé části cívky při výstupu z drážky od svazku do začátku ohybu čela	(m)
B	magnetická indukce	(T)
B_{j1}	magnetická indukce ve statorovém jhu	(T)
B_{j2}	magnetická indukce v rotorovém jhu	(T)
B_p	amplituda pulsací magnetické indukce v zubech	(T)
B_r	remanentní magnetická indukce	(T)
B_{z1}	magnetická indukce v zubu statoru	(T)
B_{z2}	magnetická indukce v zubu rotoru	(T)
B_0	amplituda pulsací magnetické indukce ve vzduchové mezeře	(T)
B_δ	magnetická indukce ve vzduchové mezeře	(T)
b_c	střední šířka cívky	(m)
b_{kn}	rozměr kruhu nakrátko	(m)
b_{vi}	tloušťka drážkové izolace	(m)
b_{z1}	šířka statorového zubu	(m)
b_{z2}	šířka rotorového zubu	(m)
b_0	otevření drážky	(m)
b_1	šířka drážky u paty zubu	(m)
b_2	šířka drážky v horní části	(m)
b'_1	šířka drážky u paty zubu s uvažováním vůle	(m)
b'_2	šířka drážky v horní části s uvažováním vůle	(m)
Δb_d	vůle při skládání plechů	(m)
D	vnitřní průměr statoru	(m)
D_e	vnější průměr statoru	(m)
D_h	průměr hřídele	(m)
D_{kn}	střední průměr kruhu nakrátko	(m)
D_2	vnější průměr rotoru	(m)
d	tloušťka plechu	(m)
F_m	magnetomotorické napětí	(A)
f	frekvence	(Hz)
f_1	napájecí frekvence	(Hz)
f_2	frekvence proudu v rotoru	(Hz)
H	intenzita magnetického pole	(A/m)
H_c	koercitivní intenzita magnetického pole	(A/m)
H_{j1}	intenzita magnetického pole ve jhu statoru	(A/m)
H_{j2}	intenzita magnetického pole ve jhu rotoru	(A/m)
H_{z1}	intenzita magnetického pole v zubu statoru	(A/m)

H_{z2}	intenzita magnetického pole v zubu rotoru	(A/m)
h_d	hloubka drážky	(m)
h_{d2}	celková hloubka rotorové drážky	(m)
h_{j1}	výška jha statoru	(m)
h_{j2}	výška jha rotoru	(m)
h_{z1}	výpočtová výška zubu statoru	(m)
h_{z2}	výpočtová výška zubu rotoru	(m)
h_0	výška otevření drážky	(m)
h_1	aktivní hloubka drážky	(m)
h'_{j2}	výpočtová výška rotorového jha	(m)
h'_0	výška můstku nad drážkou	(m)
h'_1	aktivní hloubka drážky s uvažováním vůle	(m)
Δh_d	vůle při skládání plechů	(m)
I	elektrický proud	(A)
I_{kn}	proud v kruhu nakrátko	(A)
I_1	statorový proud	(A)
I_{1N}	jmenovitý statorový proud	(A)
I_2	proud tekoucí rotorovou tyčí	(A)
I_μ	magnetizační proud	(A)
J_{kn}	proudová hustota v kruhu nakrátko	(A/m ²)
J_1	proudová hustota ve statorovém vinutí	(A/m ²)
J_2	proudová hustota v rotorové tyči	(A/m ²)
K_ξ	činitel pro výpočet délky čela	(-)
K_D	poměr vnitřního ku vnějšímu průměru statoru	(-)
K_v	činitel pro výpočet vyložení čel	(-)
k_B	činitel tvaru pole	(-)
k_E	poměr indukovaného napětí k jmenovitému napětí statoru	(-)
k_{Fe}	činitel plnění železa	(-)
k_{Fe1}	činitel plnění železa pro stator	(-)
k_T	činitel plnění drážky	(-)
k_c	Carterův činitel	(-)
k_{dj}, k_{dz}	koeficienty pro výpočet hlavních ztrát	(-)
k_h	činitel pro výpočet průměru hřídele	(-)
k_i	činitel uvažující vliv magnetizačního proudu a odporu vinutí na poměr I_1/I_2	(-)
k_{v1}	činitel statorového vinutí	(-)
k_z	činitel nasycení zubů	(-)
k_β	činitel pro výpočet činitele magnetické vodivosti v drážce	(-)
k'_γ	činitel pro výpočet činitele ξ	(-)
k_μ	činitel nasycení magnetického obvodu	(-)
L_{j1}	střední délka indukční čáry ve jhu statoru	(m)
L_{j2}	střední délka indukční čáry ve jhu rotoru	(m)
L_1	délka vodičů jedné fáze statorového vinutí	(m)
l_{Fe1}	aktivní délka statorového svazku	(m)

l_{Fe2}	aktivní délka rotorového svazku	(m)
l_{av}	střední délka závitu vinutí	(m)
$l_{\text{č}}$	délka čela	(m)
l_{d}	délka drážkové části	(m)
l_{i}	ideální délka stroje	(m)
l_{v}	vyložení čel	(m)
l_2	délka rotoru	(m)
M	moment	(N·m)
M_{zv}	moment zvratu	(N·m)
m	počet fází	(-)
m_{j1}	hmotnost jha statoru	(kg)
m_{z1}	hmotnost zubů statoru	(kg)
N_1	počet závitů	(-)
n	otáčky	(min ⁻¹)
n_{p}	počet dílčích vodičů v jednom efektivním vodiči	(-)
n_{s}	synchronní otáčky	(min ⁻¹)
P_{i}	elektromagnetický (vnitřní) výkon	(W)
P_2	výkon na hřídeli	(W)
ΔP_{d}	přídavné ztráty	(W)
ΔP_{dN}	přídavné ztráty při jmenovitém zatížení	(W)
ΔP_{Fe}	ztráty v železe	(W)
ΔP_{Fed}	dodatečné ztráty v železe	(W)
ΔP_{Feh}	hlavní ztráty v železe	(W)
ΔP_{j}	Jouleovy ztráty	(W)
ΔP_{mech}	mechanické ztráty	(W)
ΔP_{p}	pulsní ztráty	(W)
$\Delta P_{\text{δp}}$	povrchové ztráty	(W)
p	počet pólových dvojic	(-)
p_{i}	koeficient přepočtu proudů	(-)
$p_{\text{δp}}$	hustota povrchových ztrát	(W/m ²)
Δp	měrné ztráty	(W/kg)
Q_1	počet statorových drážek	(-)
Q_2	počet rotorových drážek	(-)
q	počet drážek na pól a fázi	(-)
R	elektrický odpor	(Ω)
R_{kn}	odpor kruhu nakrátko	(Ω)
R_{t}	odpor jedné tyče	(Ω)
R_1	odpor jedné fáze statorového vinutí	(Ω)
R_2	odpor jedné fáze rotorového vinutí	(Ω)
R'_2	přepočtený odpor jedné fáze rotorového vinutí	(Ω)
$R_{\text{θ}}$	odpor při pracovní teplotě	(Ω)
S_{ef}	průřez efektivního vodiče	(m ²)
S_{kn}	průřez kruhu nakrátko	(m ²)

S_t	průřez rotorové tyče	(m ²)
S_v	průřez dílčího vodiče	(m ²)
S_{vi}	plocha příčného řezu drážkové izolace	(m ²)
S'_d	plocha drážky, která zbývá pro vinutí	(m ²)
s	skluz	(-)
s_z	skluz zvratu	(-)
t_{d1}	drážková rozteč statoru	(m)
t_{d2}	drážková rozteč rotoru	(m)
t_p	pólová rozteč	(m)
U_{j1}	magnetické napětí jha statoru	(A)
U_{j2}	magnetické napětí jha rotoru	(A)
U_{z1}	magnetické napětí zubu statoru	(A)
U_{z2}	magnetické napětí zubu rotoru	(A)
U_{IN}	jmenovité statorové napětí	(V)
U_δ	magnetické napětí vzduchové mezery	(A)
V	objem	(m ³)
V_d	počet vodičů v drážce	(-)
V'_d	předběžný počet vodičů v drážce	(-)
$X_{1\sigma}$	rozptylová reaktance jedné fáze statorového vinutí	(Ω)
$X_{2\sigma}$	rozptylová reaktance fáze rotorového vinutí	(Ω)
$X'_{2\sigma}$	přepočtená rozptylová reaktance rotorového vinutí	(Ω)
α	drážkový úhel	(°)
β	exponent pro výpočet hlavních ztrát	(-)
β_0	koefficient pro výpočet B_0	(-)
β_1	poměrné zkrácení kroku statorového vinutí	(-)
γ	koefficient pro výpočet amplitud pulsací magnetické indukce v zubu	(-)
Δ	činitel pro výpočet proudu v kruhu nakrátko	(-)
δ	vzduchová mezera	(m)
η	účinnost	(-)
λ	štíhlostní poměr	(-)
$\lambda_{\epsilon 1}$	činitel magnetické vodivosti čel vinutí	(-)
$\lambda_{\epsilon 2}$	činitel magnetické vodivosti čel rotorového vinutí	(-)
λ_d	činitel magnetické vodivosti v drážce	(-)
λ_{dif1}	činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu statorového vinutí	(-)
λ_{dif2}	činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu rotoru	(-)
λ_{d2}	činitel magnetické vodivosti v drážce rotoru	(-)
ξ	činitel pro výpočet λ_{dif1}	(-)
ρ	rezistivita	($\Omega \cdot m$)
ρ	hustota	(kg/m ³)
ρ_θ	rezistivita při pracovní teplotě	($\Omega \cdot m$)
Φ	magnetický tok	(Wb)
φ	fázový posuv mezi napětím a proudem	(°)
ω_s	synchronní úhlová rychlost	(rad/s)

Úvod

Asynchronní motor je široce rozšířený elektrický točivý stroj, průmyslově používaný už více než 100 let. Za tuto dobu došlo ke zlepšení mnoha parametrů, což se týká hlavně snižování měrné hmotnosti a rozměrů stroje. Asynchronní stroje se vyrábějí ve značném rozsahu výkonů – od několika W až po desítky MW. Používají se pro pohon například ventilátorů, čerpadel, obráběcích strojů, výtahů, jeřábů atd. Mezi největší výhody asynchronního stroje patří poměrně jednoduchá konstrukce v porovnání s jinými, zejména stejnosměrnými stroji. Z této jednoduchosti vychází i další výhody, hlavně dobrá provozní spolehlivost, prakticky bezúdržbový provoz a relativně nízká cena. Další výhodou je vysoká účinnost. Velká část vyrobené elektrické energie je spotřebována právě asynchronními motory, z čehož vychází požadavek na další zvyšování jejich účinnosti. [1]

Asynchronní stroje mají samozřejmě i nevýhody. Potřebují zdroj jalové energie pro vytvoření magnetického pole nezbytného pro svoji funkci. Další nevýhodou je velký záběrný proud procházející vinutím při rozběhu motoru. Velký záběrný proud však lze účinně snížit zařazením rozběhových odporů do rotorového obvodu v případě motoru s kroužkovou kotvou, nebo vhodnou konstrukcí klece v případě motoru s kotvou nakrátko – např. vírová nebo dvojité klece. Tím se zároveň zvýší hodnota záběrného momentu. Další nevýhodou je závislost momentu na druhé mocnině statorového napětí, což může činit problémy v kombinaci s velkým záběrným proudem. S tímto je nutno počítat zejména při dimenzování přívodního vedení k asynchronnímu motoru, aby nedošlo k příliš velkému poklesu napětí při jeho rozběhu. K nevýhodám se řadí také obtížná regulace otáček, kdy je potřeba změnit počet pólových dvojic, čímž lze docílit pouze skokové regulace, nebo měnit frekvenci napájecího proudu. V současné době lze i poslední zmiňovanou nevýhodu eliminovat použitím moderních polovodičových frekvenčních měničů. Kromě toho lze použít i jiné způsoby regulace otáček – např. skluzovou regulaci. [1]

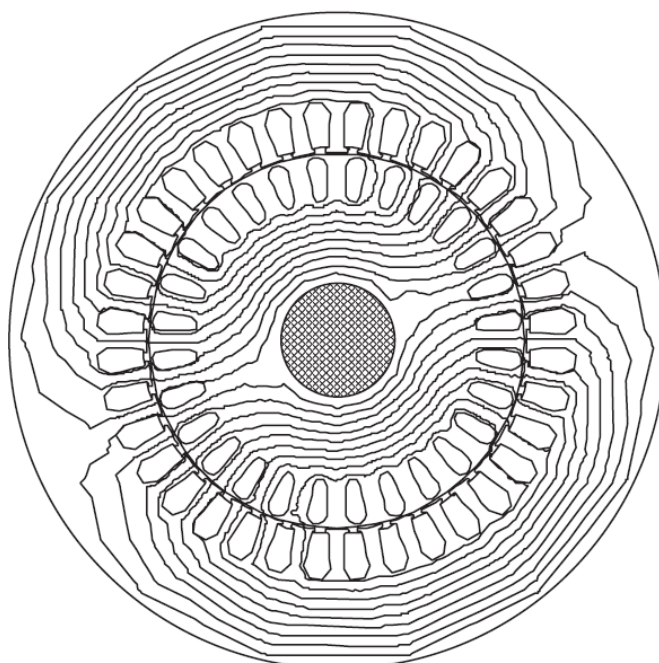
V první kapitole této práce je asynchronní stroj popsán obecně. Druhá kapitola se zaměřuje na podrobný popis ztrát vznikajících v magnetickém obvodu asynchronního stroje. Ve třetí kapitole se nachází popis základních vlastností plechů pro magnetické obvody. Ve čtvrté kapitole jsou popsány možnosti pro snižování ztrát vznikajících v magnetickém obvodu asynchronního stroje. V páté kapitole se nachází obecný postup elektromagnetického výpočtu asynchronního motoru. V šesté kapitole je popsáno zvolené řešení se srovnáním různých vlastností plechů použitých pro stavbu vzorků. Sedmá kapitola se zaměřuje na samotné měření. Jednotlivá měření jsou zde teoreticky popsána a naměřené hodnoty jsou uvedeny v neveřejné části této práce. V osmé kapitole je uvedeno vyhodnocení dosažených výsledků.

1. Asynchronní stroj

V této kapitole je stručně popsáno konstrukční uspořádání, princip funkce, pracovní stavy a rozdělení ztrát asynchronního stroje.

1.1 Konstrukční uspořádání asynchronního stroje

Magnetický obvod je vzduchovou mezerou rozdělen na stator a rotor. Magnetický obvod se skládá z tenkých, magneticky měkkých a vzájemně elektricky izolovaných plechů. Velikost vzduchové mezery se podle výkonu stroje pohybuje řádově v desetinách až jednotkách mm. [1] Magnetický obvod běžného dvoupólového asynchronního stroje je zobrazen na Obr. 1.1. Na tomto obrázku je zároveň znázorněno rozložení magnetického toku v magnetickém obvodu při chodu naprázdno. [2] Mezi základní parametry popisující vlastnosti a rozměry magnetického obvodu asynchronního stroje patří počet statorových drážek Q_1 , počet rotorových drážek Q_2 , tloušťka vzduchové mezery δ , pólová rozteč t_p , drážková rozteč statoru t_{d1} a rotoru t_{d2} , rozměry zubů, drážek a jha, vnější průměr statoru D_e , vnitřní průměr statoru D , průměr hřídele D_h a vnější průměr rotoru D_2 . Pólová rozteč znázorňuje délku kruhového oblouku mezi dvěma sousedními póly statorového magnetického pole. V tomto případě se jedná o polovinu obvodu kružnice s průměrem D . Drážková rozteč je délka kruhového oblouku mezi středy dvou sousedních drážek, případně zubů. [3]



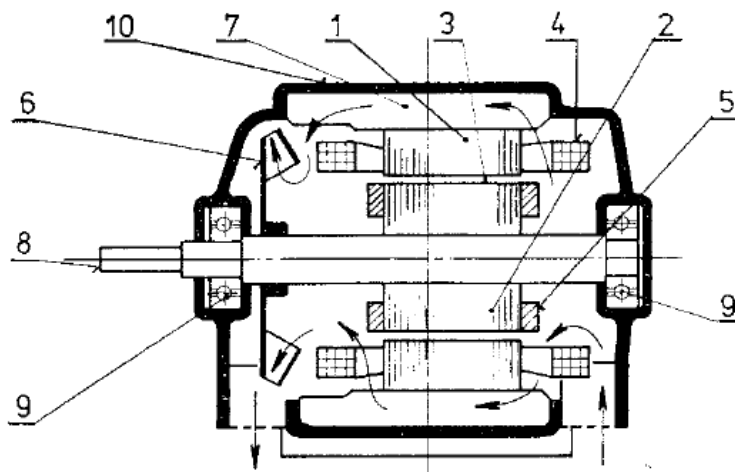
Obr. 1.1 – Magnetický obvod asynchronního stroje [2]

Rotor je otáčivá část stroje. Existují 2 základní typy asynchronních motorů – motor s kroužkovou kotvou a motor s kotvou nakrátko. Rozdíl mezi těmito typy spočívá v provedení rotorového vinutí. U motoru s kotvou nakrátko se toto vinutí skládá většinou z hliníkových tyčí umístěných v drážkách. Konce všech tyčí jsou spojeny zkratovacími kruhy. Rotorové vinutí u motoru s kroužkovou kotvou je navinuto izolovaným drátem a je uloženo v drážkách. Vývody tohoto vinutí jsou spojeny s kroužky na hřídeli – odtud plyne název tohoto typu motoru. [1]

Stator je statická část stroje. Po jeho vnitřním obvodu jsou rovnoměrně rozmístěny drážky, ve kterých je uloženo statorové vinutí. Jednotlivé fáze statorového vinutí mohou být zapojeny do hvězdy, případně do trojúhelníka. [1]

Části pro chlazení stroje – ventilátor a ventilační kanály ve statoru a rotoru zajišťují proudění chladicího média. [4]

Mechanické části drží celý stroj v jednom celku a umožňují přenos mechanického výkonu do poháněného zařízení. Jedná se o ložiska, hřídel, řemenice, kostru statoru atd. [4]



1 – svazek plechů statoru; 2 – svazek plechů rotoru; 3 – vzduchová mezera; 4 – vinutí statoru; 5 – vinutí rotoru; 6 – ventilátor; 7 – ventilační kanály; 8 – hřídel; 9 – ložiska; 10 – kostra

Obr. 1.2 – Konstrukční uspořádání asynchronního stroje [4]

1.2 Princip funkce asynchronního stroje

Asynchronní stroj pracuje na principu elektromagnetické indukce – proto je často užíváno pojmenování indukční stroj. Neexistuje zde žádné galvanické spojení mezi rotorovým a statorovým vinutím. Výkon je tedy přenášén prostřednictvím magnetického obvodu. Z toho plyne požadavek na co nejmenší možnou vzduchovou mezera oddělující rotor od statoru. Základem funkce asynchronního stroje je vznik točivého magnetického pole. [1]

Točivé magnetické pole vzniká zpravidla průchodem trojfázového proudu trojfázovým vinutím. Vinutí jednotlivých fází jsou mezi sebou vzájemně posunuta o 120° , tedy o $1/3$ obvodu statoru. Zároveň i proudy procházející jednotlivými fázemi jsou mezi sebou posunuty o 120° . Vinutí v každé fázi vytváří svůj vlastní magnetický tok. Výsledný magnetický tok je pak tvořen vektorovým součtem jednotlivých magnetických toků, přičemž se osa výsledného magnetického toku otáčí rovnoměrnou rychlostí. Tato rychlost je nazývána tzv. synchronními otáčkami. [5]

Proměnný magnetický tok vytvořený statorovým vinutím se uzavírá okolo rotorového vinutí, ve kterém se tím indukují elektromotorická síla. To způsobí průchod proudu rotorovým vinutím, které tak vytvoří své vlastní magnetické pole. Vlivem vzájemného působení těchto dvou magnetických polí

vzniká tažná síla uvádějící rotor do pohybu. K indukci elektromotorické síly v rotoru je však nezbytně nutný určitý rozdíl mezi otáčkami rotoru a točivého pole. Tento rozdíl se vyjadřuje skluzem s , přičemž platí, že jeho velikost závisí na zatížení motoru:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.1)$$

kde:

$$\begin{aligned} s & - \text{skluz (-)} \\ n_s & - \text{synchronní otáčky (min}^{-1}\text{)} \\ n & - \text{otáčky rotoru (min}^{-1}\text{)} \end{aligned} \quad [1]$$

Pro synchronní otáčky platí následující vztah:

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1.2)$$

kde:

$$\begin{aligned} n_s & - \text{synchronní otáčky (min}^{-1}\text{)} \\ f & - \text{frekvence proudu procházejícího statorovým vinutím (Hz)} \\ p & - \text{počet pólových dvojic (-)} \end{aligned} \quad [1]$$

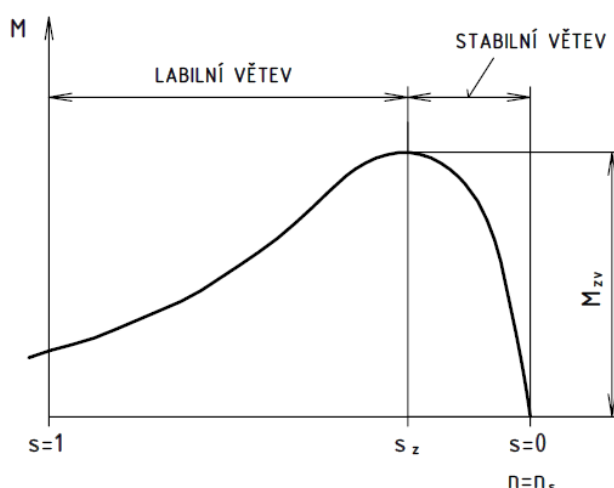
Ze vztahu (1.2) je patrné, že při frekvenci 50 Hz budou synchronní otáčky dvoupólového stroje 3000 min⁻¹, u čtyřpólového stroje 1500 min⁻¹ atd. Hodnota jmenovitého skluzu se pohybuje u malých motorů okolo 10 %, u velkých může klesnout pod 1 %. [1]

1.3 Pracovní stavy asynchronního stroje

Ideálním chodem naprázdno se rozumí stav, kdy se rotor otáčí synchronními otáčkami. To odpovídá nulovému skluzu a tedy i nulové indukované elektromotorické síle v rotorovém vinutí. V tomto stavu je moment vytvářený strojem roven nule. Vinutím statoru prochází pouze magnetizační proud vytvářející magnetický tok. Ve skutečnosti se však asynchronní motor nikdy na synchronní otáčky neroztočí, jelikož v něm vznikají mechanické ztráty vytvářející určitý zatěžovací moment. Mechanickými ztrátami se rozumí tření v ložiskách a ventilační ztráty. Tomuto momentu odpovídají i určité otáčky motoru podle momentové charakteristiky na Obr. 1.3. [1]

Stav nakrátko odpovídá nulovým otáčkám rotoru, tedy $s = 1$. Je to nežádoucí stav, ke kterému dojde, pokud zatěžovací moment překročí moment zvratu M_{zv} , nebo v počáteční fázi každého rozběhu. Proud procházející vinutím v tomto stavu odpovídá 5 ÷ 7 násobku jmenovitého proudu. Nebezpečnost tohoto stavu spočívá v tom, že v motoru vznikají velké tepelné ztráty vlivem velkého nadproudu. [1]

Mezi chodem nakrátko a naprázdno leží pracovní stav motoru. Zatížený stroj pracuje s určitým skluzem, rotorovým vinutím prochází indukovaný proud a interakcí dvou magnetických polí vzniká na hřídeli motoru moment odpovídající momentové charakteristice v závislosti na velikosti skluzu. Jak je patrné z Obr. 1.3, tak lze momentovou charakteristiku rozdělit na labilní a stabilní větev. Jak již název napovídá, tak v labilní části momentové charakteristiky nemůže motor pracovat trvale. [1]



Obr. 1.3 – Momentová charakteristika asynchronního motoru s kotvou nakrátko [1]

Asynchronní motor může také plynule přecházet do režimu generátoru či brzdy. V režimu generátoru bude skluz záporný a otáčky tak budou vyšší, než synchronní. Stroj potom bude dodávat energii zpět do sítě. Režimu brzdy odpovídá skluz větší než 1. To znamená, že se rotor otáčí opačným směrem, než točivé magnetické pole. Stroj potom vytváří brzdňný moment. [1]

1.4 Rozdělení ztrát v asynchronním stroji

Ztráty vznikající v asynchronním stroji mohou být rozděleny na:

- Jouleovy ztráty ve statorovém a rotorovém vinutí – ΔP_{j1} a ΔP_{j2}
- Mechanické ztráty – ΔP_{mech}
- Přídavné ztráty – ΔP_d
- Ztráty v železe – vznikají v rotoru i statoru – ΔP_{Fe1} a ΔP_{Fe2}

Jouleovy ztráty v rotorovém a statorovém vinutí jsou určovány z odporu vinutí při určité teplotě dané použitou izolací. Pro izolaci třídy A, E a B je tato teplota 75 °C. Pro třídu F nebo H je to 115 °C. [6] Velikost těchto ztrát se vypočte podle následujícího vztahu:

$$\Delta P_j = m \cdot R_\vartheta \cdot I^2 \quad (1.3)$$

kde:

ΔP_j – Jouleovy ztráty (W)

m – počet fází (-)

R_ϑ – odpor vinutí při pracovní teplotě (Ω)

I – proud procházející vinutím (A) [3]

Mechanické ztráty jsou způsobeny třením rotujících částí stroje o vzduch, dále ventilátorem vytvářejícím proud chladicího média a také třením v ložiskách. Pokud se jedná o motor s kroužkovou kotvou, tak jsou do mechanických ztrát zahrnuty i třecí ztráty na kluzných kontaktech. [3]

Přídavné ztráty vznikají například v důsledku působení rozptylových toků, stupňovitého průběhu magnetického napětí vinutí rotoru a statoru atd. Určování velikosti přídavných ztrát je velmi složité. Z tohoto důvodu je jejich hodnota při jmenovitém zatížení stanovena na 0,5 % příkonu podle

norem. Pro jiné, než jmenovité zatížení je nutno přídavné ztráty přepočítat podle vztahu (1.4). Do přídavných ztrát jsou zařazeny například ztráty vířivými proudy ve vinutí, příčné proudy, které se uzavírají přes rotorové plechy, což se projeví nejvíce u motorů s natočenými rotorovými drážkami.

$$\Delta P_d = \Delta P_{dN} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 \quad (1.4)$$

kde:

ΔP_d – přídavné ztráty při jiném, než jmenovitém zatížení (W)

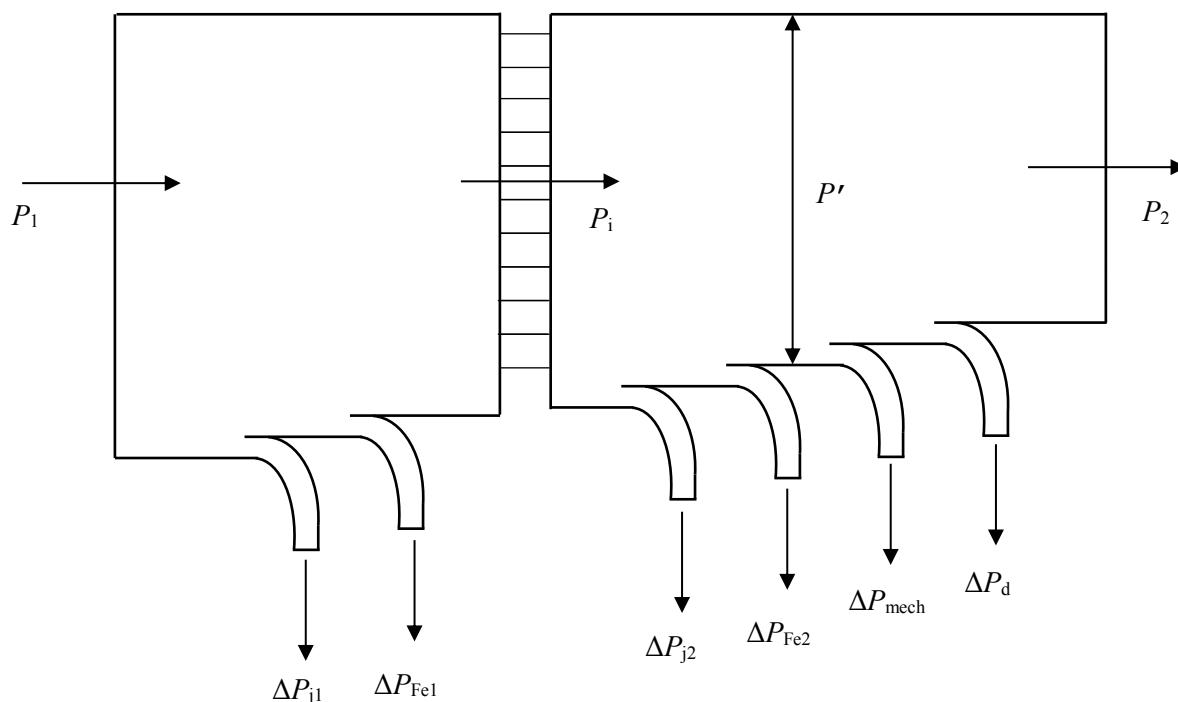
ΔP_{dN} – přídavné ztráty při jmenovitém zatížení (W)

I_1 – satorový proud při daném zatížení (A)

I_{1N} – jmenovitý satorový proud (A) [3]

Ztráty v železe budou podrobně popsány v následující kapitole.

Všechny výše vyjmenované ztráty mohou být vyneseny graficky do schématu energetické bilance podle Obr. 1.4. Příkon P_1 je nejprve snížen o Jouleovy ztráty ve vinutí statoru ΔP_{j1} a o ztráty v magnetickém obvodu statoru ΔP_{Fe1} . Výkon P_i je přenesen přes vzduchovou mezeru do rotoru, kde je následně snížen o Jouleovy ztráty v rotorovém vinutí ΔP_{j2} a o ztráty v magnetickém obvodu rotoru ΔP_{Fe2} . Mechanický výkon P' je snížen o ztráty mechanické ΔP_{mech} a o přídavné ztráty ΔP_d . Výsledkem je mechanický výkon motoru P_2 předávaný hřídelem poháněnému zařízení. [6]



Obr. 1.4 – Schéma energetické bilance asynchronního motoru [6]

2. Ztráty vznikající v magnetickém obvodu

Ztráty vznikající v magnetickém obvodu lze rozdělit na hlavní a dodatečné, což lze vyjádřit vztahem (2.1). Hlavní ztráty se podle principu vzniku dále dělí na hysterezní a vířivé ztráty. [6]

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Feh} + \Delta P_{Fed} \quad (2.1)$$

kde:

ΔP_{Fe} – celkové ztráty (W)

ΔP_{Feh} – hlavní ztráty (W)

ΔP_{Fed} – dodatečné ztráty (W)

Ve většině případů platí, že hodnota ΔP_{Feh} je zhruba o jeden řád vyšší, než ΔP_{Fed} . [3]

2.1 Hysterezní a vířivé ztráty

Pro velikost hysterezních ztrát platí, že jsou úměrné ploše hysterezní křivky použitých plechů. Hysterezní křivka je uzavřená dráha znázorňující závislost magnetické indukce B na intenzitě magnetického pole H . Mezi základní parametry popisující hysterezní křivku patří remanentní magnetická indukce B_r a koercitivní intenzita magnetického pole H_c . První zmiňovaný parametr je hodnota magnetické indukce při nulové intenzitě magnetického pole. Druhý zmiňovaný parametr je potom hodnota intenzity magnetického pole opačného směru, při níž magnetická indukce v materiálu klesne na nulu. Tvar hysterezní křivky závisí zejména na chemickém složení plechu, ale také na stavu krystalové mřížky, který souvisí s technologickým zpracováním, čímž se rozumí například válcování za studena, válcování za tepla, žíhání, kalení atd. [7]

Magnetický obvod asynchronního motoru je tvořen z elektricky vodivých materiálů, ve kterých se vlivem střídavého magnetování indukují takzvané vířivé proudy. Průchodem těchto vířivých proudů magnetickým obvodem vznikají tepelné ztráty nazývané vířivými ztrátami. [7]

2.2 Hlavní ztráty

Hlavní ztráty vznikají jak ve statoru, tak i v rotoru. Pro frekvenci proudu f_2 indukovaného v rotoru však platí vztah (2.2). Se stejnou frekvencí f_2 je střídavě magnetováno i železo rotoru. Při jmenovitém zatížení motoru je tato frekvence zpravidla velmi nízká, proto se v tomto stavu hlavní ztráty v železe rotoru často zanedbávají, přičemž vliv na přesnost výpočtu je minimální. Jiná situace ovšem nastává v oblasti vyšších hodnot skluzu a zejména při chodu nakrátko, kdy platí $f_2 = f_1$. V tomto stavu tyto ztráty výrazně narostou. Z této skutečnosti lze vyvodit závěr, že uvažovat s hlavními ztrátami v rotoru má smysl hlavně při rozběhu motoru, který pohání zátěž s velkým momentem setrvačnosti. [6]

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad (2.2)$$

kde:

f_2 – frekvence proudu indukovaného v rotorovém vinutí (Hz)

s – skluz (-)

f_1 - frekvence proudu procházejícího statorovým vinutím (Hz) [3]

Hlavní ztráty ve statoru lze vypočítat z rovnice (2.3).

$$\Delta P_{Feh} = \Delta p_{1,0} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta \cdot (k_{dj} \cdot B_{j1}^2 \cdot m_{j1} + k_{dz} \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1}) \quad (2.3)$$

kde:

ΔP_{Feh} – hlavní ztráty v železe statoru (W)

$\Delta p_{1,0}$ – měrné ztráty materiálu ($W \cdot kg^{-1}$)

f_1 – frekvence proudu procházejícího statorovým vinutím (Hz)

β – Exponent, jehož hodnota závisí na druhu magnetického materiálu. (-)

k_{dj} , k_{dz} – koeficienty respektující nerovnoměrné rozložení magnetického toku a vliv technologie výroby statorového svazku, $k_{dj} \approx 1,6$ a $k_{dz} \approx 1,8$ pro stroje do výkonu 250 kW (-)

B_{j1} – magnetická indukce ve jhu statoru (T)

B_{z1} – magnetická indukce v zubech statoru (T)

m_{j1} – hmotnost jha statoru (kg)

m_{z1} – hmotnost zubů statoru (kg) [3]

Kde hmotnost jha a zubů statoru lze vypočítat z následujících rovnic: [3]

$$m_{j1} = \pi \cdot (D_e - h_{j1}) \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \rho \quad (2.4)$$

$$m_{z1} \cong h_{z1} \cdot b_{z1av} \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \rho \quad (2.5)$$

kde pro výšku jha statoru h_{j1} (m) platí:

$$h_{j1} = \frac{1}{2} \cdot (D_e - D) - h_{d1} \quad (2.6)$$

kde:

h_{z1} – výpočtová výška zubu statoru (m)

b_{z1av} – střední šířka zubu statoru (m)

ρ – hustota oceli (kg/m^3)

D_e – vnější průměr statoru (m)

D – vnitřní průměr statoru (m)

h_{d1} – celková hloubka statorové drážky (m) [3]

2.3 Dodatečné ztráty

Dodatečné ztráty v železe mohou být rozčleněny na povrchové ztráty a pulsní ztráty v zubech. Povrchové ztráty vznikají na povrchu zubů statoru a rotoru vlivem pulsace magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Pulsní ztráty v zubech vznikají v důsledku pulsací magnetické indukce v zubech. Při výpočtu hodnoty **povrchových ztrát** je nejprve nutno určit amplitudu pulsací magnetické indukce ve vzduchové mezeře nad povrchem zubů statoru, resp. rotoru:

$$B_{01} = \beta_{01} \cdot k_c \cdot B_\delta \quad (2.7)$$

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot k_c \cdot B_\delta \quad (2.8)$$

kde:

$B_{01(2)}$ – amplituda pulsací magnetické indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů statoru (rotoru) (T)

$\beta_{01(2)}$ – viz Obr. 2.1

k_c – Carterův činitel (-)

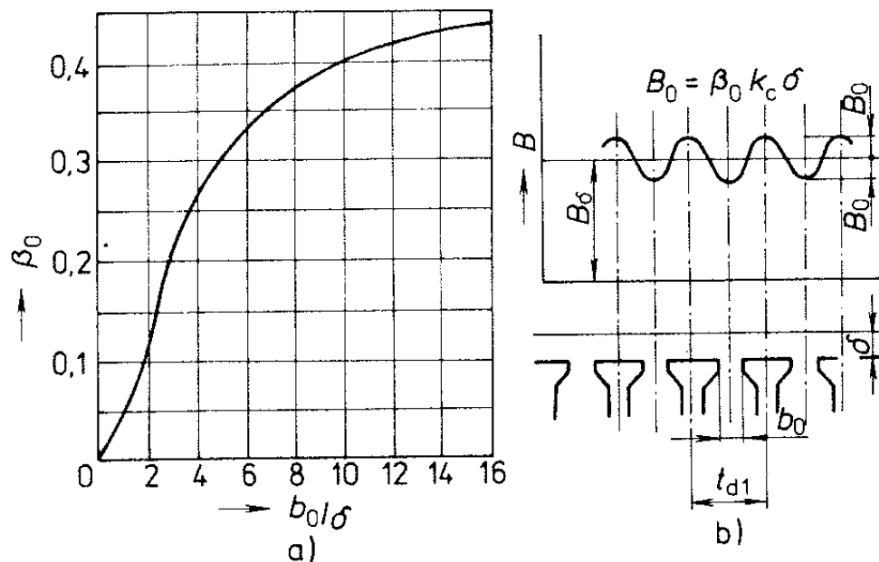
B_δ – magnetická indukce ve vzduchové mezeře (T) [3]

Carterův činitel lze vypočítat z následující rovnice: [3]

$$k_c = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma \cdot \delta} \quad (2.9)$$

kde γ se vypočte podle rovnice (2.16)

U zubů statoru je β_{01} závislý na poměru otevření drážek rotoru b_{02} ke vzduchové mezeře δ . Podobně u zubů rotoru je β_{02} závislý na poměru otevření drážek statoru ke vzduchové mezeře. Přesné hodnoty těchto koeficientů lze odečíst z Obr. 2.1 a).



Obr. 2.1 – a) závislost $\beta_0 = f(b_0/\delta)$, b) pulsace magnetické indukce ve vzduchové mezeře [3]

Dále je nutno určit frekvenci pulsací magnetické indukce, která je pro stator $Q_2 \cdot n$ a pro rotor $Q_1 \cdot n$. Nyní je možné vypočítat hustotu povrchových ztrát, což jsou povrchové ztráty vznikající na 1 m² povrchu hlav zubů rotoru a statoru:

$$p_{\delta p1} = \frac{1}{2} \cdot k_{01} \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n}{10000} \right)^{1,5} \cdot (B_{01} \cdot t_{d2} \cdot 10^3)^2 \quad (2.10)$$

$$p_{\delta p2} = \frac{1}{2} \cdot k_{02} \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{10000} \right)^{1,5} \cdot (B_{02} \cdot t_{d1} \cdot 10^3)^2 \quad (2.11)$$

kde:

$p_{\delta p1(2)}$ - hustota povrchových ztrát statoru (rotoru) (W/m²)

k_{01} a k_{02} – činitelé jejichž hodnota závisí na kvalitě povrchu hlav zubů statoru a rotoru. U neopracovaných povrchů (motory malých výkonů) bývá řádově od 1,4 do 1,8 (-)

$Q_{1(2)}$ – počet drážek statoru (rotoru) (-)

n – otáčky rotoru (min^{-1})

$t_{d1(2)}$ – drážková rozteč statoru (rotoru) (m) [3]

Pro celkové povrchové ztráty ve statoru a v rotoru pak platí:

$$\Delta P_{\delta p1} = p_{\delta p1} \cdot (t_{d1} - b_{01}) \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \quad (2.12)$$

$$\Delta P_{\delta p2} = p_{\delta p2} \cdot (t_{d2} - b_{02}) \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \quad (2.13)$$

kde:

$\Delta P_{\delta p1(2)}$ – celkové povrchové ztráty ve statoru (rotoru) (W)

$b_{01(2)}$ – otevření drážky statoru (rotoru) (m)

$l_{Fe1(2)}$ – aktivní délka statorového (rotorového) svazku (m) [3]

Pro výpočet **pulsních ztrát** je nejprve nutno určit amplitudy pulsací magnetické indukce ve středním průřezu zubu statoru a rotoru:

$$B_{p1} \approx \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2 \cdot t_{d1}} \cdot B_{z1av} \quad (2.14)$$

$$B_{p2} \approx \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot t_{d2}} \cdot B_{z2av} \quad (2.15)$$

kde :

B_{z1av} – střední hodnota magnetické indukce v zubech statoru (T)

B_{z2av} – střední hodnota magnetické indukce v zubech rotoru (T)

δ – tloušťka vzduchové mezery (m) [3]

Koeficienty γ_1 a γ_2 (-) se vypočtou jako: [3]

$$\gamma_1 \approx \frac{\left(\frac{b_{01}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{01}}{\delta}} \quad (2.16)$$

$$\gamma_2 \approx \frac{\left(\frac{b_{02}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{02}}{\delta}} \quad (2.17)$$

Pro pulsní ztráty v zubech statoru a rotoru pak platí:

$$\Delta P_{p1} \approx 0,11 \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n}{1000} \cdot B_{p1}\right)^2 \cdot m_{z1} \quad (2.18)$$

$$\Delta P_{p2} \approx 0,11 \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{1000} \cdot B_{p2}\right)^2 \cdot m_{z2} \quad (2.19)$$

kde:

$\Delta P_{p1(2)}$ – pulsní ztráty v zubech statoru (rotoru) (W)

m_{z1} – viz vztah (2.5)

m_{z2} – hmotnost zubů rotoru (kg):

$$m_{z2} \cong h_{z2} \cdot b_{z2av} \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe} \cdot \rho \quad (2.20)$$

kde:

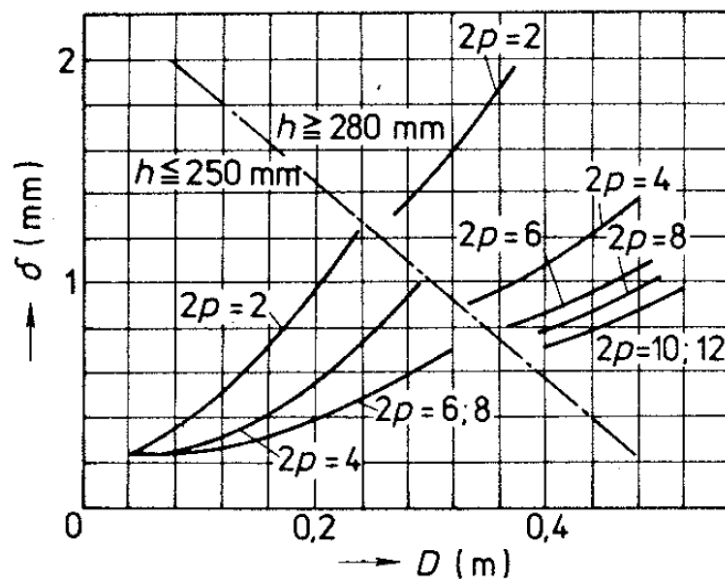
h_{z2} – výpočtová výška zubu rotoru (m)

b_{z2av} – střední šířka zubu rotoru (m) [3]

Výsledné dodatečné ztráty vznikající v magnetickém obvodu jsou tvořeny součtem výše vyjmenovaných ztrát, tedy:

$$\Delta P_{Fed} = \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{\delta p2} + \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2} \quad (2.21)$$

Na velikost výše zmiňovaných povrchových a pulsních ztrát má velký vliv velikost vzduchové mezery δ . Tato vzduchová mezera by obecně měla být co nejmenší, protože tím výrazně klesá její magnetický odpor a tedy i magnetické napětí vzduchové mezery, které má hlavní podíl na celkovém magnetickém napětí magnetického obvodu. Malá vzduchová mezera tak vede ke snížení magnetizačního proudu a ke zvýšení účinníku. Zároveň tím dochází ke snížení Jouleových ztrát ve statorovém vinutí. Současně však se zmenšováním vzduchové mezery roste amplituda pulsní magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což vede ke zvýšení dodatečných ztrát v magnetickém obvodu. Malá vzduchová mezera také přináší další problémy, jako například požadavek na menší průhyb hřídele. Z výše uvedených skutečností tedy vyplývá, že je nutno při volbě vzduchové mezery vybrat určitý kompromis mezi velikostí magnetizačního proudu a dodatečnými ztrátami, tedy tak, aby celkové ztráty byly minimální. Vhodná velikost vzduchové mezery v závislosti na vnitřním průměru statoru pro různé počty pólů a osové výšky je zobrazena na Obr. 2.2. Ze vztahů (2.10) a (2.11), resp. (2.18) a (2.19) je patrné, že velikost povrchových a pulsních ztrát závisí také na frekvenci pulsní magnetické indukce $Q_{1(2)} \cdot n$. Tato frekvence je úměrná otáčkám rotoru. Proto se u rychloběžných motorů volí větší vzduchová mezera za účelem snížení amplitudy pulsní magnetické indukce. [3]



Obr. 2.2 – Velikost vzduchové mezery v závislosti na vnitřním průměru statoru [3]

3. Vlastnosti plechů

Základní vlastnosti plechů pro magnetické obvody jsou:

- Ztrátové číslo
- Magnetizační charakteristika
- Činitel plnění železa
- Počet ohybů – tato vlastnost označuje křehkost materiálu
- Stárnutí – vlivem této vlastnosti časem narůstají měrné ztráty
- Tloušťka plechu a rozměrové tolerance
- Anizotropie magnetických vlastností – vyjadřuje rozdíl magnetických vlastností ve směru válcování a napříč válcování [8]

3.1 Ztrátové číslo a značení plechů

Ztrátové číslo plechů vyjadřuje hlavní ztráty ve W vznikající v 1 kg daného materiálu. Pro ztrátové číslo se používá i název měrné ztráty. Měrné ztráty v sobě zahrnují jak ztráty vířivými proudy, tak hysterezní ztráty. Výrobci plechů měrné ztráty uvádějí zpravidla při magnetické indukci $B = 1,5 \text{ T}$ a frekvenci $f = 50 \text{ Hz}$. Mohou být ale také uvedeny ve formě grafu znázorňujícího tyto ztráty v závislosti na magnetické indukci. [2] Příklad grafického znázornění měrných ztrát při frekvenci 50 Hz pro 3 různé materiály je na Obr. 6.1. Plechy jsou podle jakosti děleny do několika skupin:

- M – standartní jakostní třídy podle EN 10106
- P – jakostní třídy s vyšší permeabilitou podle EN 10106
- F – jakostní třídy s vyšší pevností podle EN 10265
- Y – jakostní třídy s vyšší pevností podle EN 10106
- N – jakostní třídy s definovanými celkovými měrnými ztrátami při středních frekvencích podle EN 10106
- C – jakostní třídy s definovanou koercitivní intenzitou magnetického pole a remanentní magnetickou indukcí podle EN 10106 [9]

První číslo v označení plechů znázorňuje maximální ztráty při frekvenci 50 Hz a magnetické indukci 1,5 T. Druhé číslo označuje tloušťku plechu. Označení M530-65A pak znamená, že měrné ztráty při 50 Hz a 1,5 T nepřekročí 5,3 W/kg. Tloušťka plechu je 0,65 mm. [2]

3.2 Magnetizační charakteristika

Magnetizační charakteristika vyjadřuje závislost magnetické indukce na intenzitě magnetického pole. BH křivka může být vyjádřena matematicky vztahem (3.1). Magnetizační křivka feromagnetického materiálu je nelineární kvůli tomu, že relativní permeabilita takového materiálu není konstantní, ale silně závislá na jeho nasycení.

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (3.1)$$

kde:

B – magnetická indukce (T)

μ_0 – permeabilita vakua, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

μ_r – relativní permeabilita (-)

H – intenzita magnetického pole (A/m) [10]

Příklad magnetizační charakteristiky pro 3 různé materiály je uveden na Obr. 6.3.

3.3 Vliv obsahu křemíku a dalších příměsí na vlastnosti plechu

Nejdůležitějším prvkem, ze kterého se skládají plechy pro magnetické obvody, je železo. Základní magnetické vlastnosti, jako koercitivní intenzita magnetického pole, permeabilita a hysterezní ztráty jsou silně závislé na chemické čistotě, tedy obsahu nežádoucích prvků, na krystalových poruchách struktury a na vnitřním pnutí. Nežádoucími prvky se rozumí především kyslík, dusík a uhlík. Působením zmiňovaných prvků vznikají různé karbidy, nitridy a oxidy vyvolávající vnitřní pnutí a stárnutí materiálu. [7]

Křemíková ocel obsahuje 0,5 až 4,5 % křemíku. Je to nejlevnější materiál používaný pro magnetické obvody. Příměs křemíku výrazně ovlivňuje mechanické, elektrické a především magnetické vlastnosti slitiny. Přítomnost křemíku dále utlumuje účinky nežádoucích příměsí. K nejvýznamnějším přínosům křemíku patří hlavně zvýšení měrného elektrického odporu, neboli rezistivity, permeability a snížení koercitivní intenzity magnetického pole, čímž se materiál stává magneticky měkčím. Magneticky měkčí materiál má nižší hysterezní ztráty. Platí, že čím více křemíku ocel obsahuje, tím více se výše zmiňované vlastnosti projevují. S nárůstem obsahu křemíku se však zároveň zhoršují mechanické vlastnosti. Vliv křemíku na mechanické vlastnosti není jeho obsahu okolo 2,5 % nijak výrazný. Nad touto hranicí však dochází k prudkému zhoršení mechanických vlastností, především křehkosti. Kvůli tomu se maximální používaný obsah křemíku pohybuje okolo 4,5 %. [7]

3.4 Vliv technologie zpracování na vlastnosti plechu

Magnetické vlastnosti plechů mohou být výrazně ovlivněny nejen chemickým složením, ale i technologií zpracování, která ovlivňuje krystalografickou orientaci zrn, nebo také texturu. Podle druhu technologického zpracování a textury jsou plechy z křemíkové oceli děleny na:

- izotropní plechy válcované za tepla
- izotropní plechy válcované za studena
- anizotropní plechy válcované za studena

Izotropní plechy se vyznačují stejnými magnetickými vlastnostmi ve všech směrech. Pro plechy válcované za tepla je charakteristický zoxidovaný povrch, který se z hlediska elektrické vodivosti chová jako izolant. Plechy válcované za studena mají naopak povrch hladký, kovově čistý a tedy vodivý. Povrch plechů válcovaných za studena je tedy nutno opatřit izolačním lakem. [7]

Anizotropní, jiným názvem orientované plechy mají v jednom směru lepší magnetickou vodivost, než v jiných směrech. Platí, že směr, ve kterém je magnetická vodivost nejlepší, je totožný se směrem válcování. [7] S výhodou lze anizotropní plechy použít například u transformátorů, v menší míře pak pro rotory synchronních strojů. U asynchronních strojů nejsou anizotropní plechy použitelné ani pro rotorové plechy kvůli existenci skluzu. Směr magnetizace rotorových plechů se v jeho důsledku neustále mění, což eliminuje výhody orientovaných plechů.

3.5 Činitel plnění železa

Povrch statorových a rotorových plechů asynchronního stroje je nutno pokrýt izolačním materiálem kvůli snížení ztrát vířivými proudy. Výsledkem je zvětšení tloušťky plechu o tloušťku izolačního materiálu. Kvůli tomu svazek plechů není magneticky vodivý v celém svém průřezu. Tuto skutečnost je nutno respektovat při návrhu asynchronního stroje, což se provádí zahrnutím tzv. činitele plnění železa k_{Fe} . Činitel plnění je poměr průřezu oceli k celkovému průřezu svazku plechů včetně izolace. Činitel je taktéž závislý na míře slisování svazku a na nerovnostech povrchu. Obecně platí, že čím menší je tloušťka použitého plechu, tím menší je i činitel plnění železa. [2], [4] Hodnoty činitele plnění železa pro různé druhy izolace pro statorové i rotorové plechy jsou uvedeny v Tab. 3.1.

Tab. 3.1 – Činitel plnění železa pro různé druhy izolací [3]

h (mm)	U (V)	Stator		Rotor nakrátko		Rotor kroužkový	
		způsob izolace	k_{Fe}	způsob izolace	k_{Fe}	způsob izolace	k_{Fe}
50 až 250	≤ 660	vrstva oxidu	0,97	vrstva oxidu	0,97	-	-
280 až 355	≤ 660	lakování	0,95	vrstva oxidu	0,97	lakování	0,95
400 až 560	6000	lakování	0,95	lakování	0,95	lakování	0,95

3.6 Rozbor vlivu tloušťky plechu a ztrátového čísla na ztráty a vlastnosti motoru

Výsledné vlastnosti motoru mohou být výrazně ovlivněny použitím plechů s jinou tloušťkou a ztrátovým číslem. Například plechy M270-35A mají výrazně nižší ztrátové číslo, než plechy M700-50A. Toho je docíleno zvýšením obsahem křemíku a sníženou tloušťkou plechů u materiálu M270-35A. Zvýšením obsahu křemíku však zároveň dojde k nepříznivé změně ve tvaru magnetizační charakteristiky, což znamená, že se koleno objeví při nižších hodnotách magnetické indukce, než u materiálu M700-50A. Použití plechů s nižší tloušťkou také vede ke snížení činitele plnění železa k_{Fe} . Tyto 2 vlastnosti plechů M270-35A mohou nepříznivě ovlivnit velikost magnetizačního proudu, tedy způsobit jeho zvýšení. Tento jev se nejvíce projeví u motorů s velkým sycením magnetického obvodu. [11]

Použití plechů M270-35A vede ke snížení ztrát v magnetickém obvodu zhruba o 30 % oproti motoru s plechy M700-50A. Zvýšení magnetizačního proudu společně se snížením celkových ztrát zároveň vede ke snížení účinníku ve stavu naprázdno. Použití plechů s menší tloušťkou i ztrátovým číslem vede k velkým změnám v závislosti proudu procházejícího statorovým vinutím na zatěžovacím momentu. V chodu naprázdno a při nízkých zatěžovacích momentech je rozdíl mezi provedením s plechy M270-35A a M700-50A nejvyšší, přičemž vyšší proud prochází vinutím motoru s tenčími plechy. Při zvyšování zatěžovacího momentu se rozdíl v proudech snižuje, přičemž při určitém zatěžovacím momentu dojde k protnutí obou charakteristik. Všem zatěžovacím momentům zároveň náleží nižší účinník u M270-35A. Tyto jevy, nejvíce se projevující při nízkém zatěžovacím momentu souvisejí s tvarem magnetizační charakteristiky, tedy hlavně níže položeným kolenem u M270-35A. Ke snížení účinníku také přispívají snížené ztráty v motoru. Se snížením ztrát souvisí i zvýšení účinnosti motoru. Nejvíce patrný rozdíl v účinnostech obou provedení je při vysokém zatěžovacím momentu. Naopak nejmenší rozdíl v účinnostech je v oblasti malého zatěžovacího momentu. Stejně jako v předchozím případě, i tato skutečnost souvisí s níže položeným kolenem magnetizační charakteristiky u M270-35A. Na velikost záběrného proudu a momentu nemá tato změna magnetického obvodu výrazný vliv. [11]

4. Možnosti snižování ztrát v magnetickém obvodu

Velikost ztrát vířivými proudy lze obecně vyjádřit vztahem (4.1). V praxi bývají skutečné hodnoty ztrát vířivými proudy zhruba o 50 % vyšší, než by odpovídalo tomuto vztahu. Tento rozdíl je způsoben velikostí zrn křemíkové oceli. Obecně platí, že čím větší jsou zrna, tím větší jsou i ztráty vířivými proudy.

$$\Delta P_W = \frac{V \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot d^2 \cdot B^2}{6 \cdot \rho} \quad (4.1)$$

kde:

V – objem magnetického obvodu (m^3)

f – frekvence (Hz)

d – tloušťka plechu (m)

B – amplituda magnetické indukce (T)

ρ – rezistivita ($\Omega \cdot \text{m}$) [2]

Z výše uvedeného vztahu vyplývají základní možnosti snižování ztrát vířivými proudy. První používanou možností je použití tenčích, vzájemně izolovaných plechů. Další možností je použití materiálu s vyšší rezistivitou. [2]

4.1 Izolace povrchu plechů

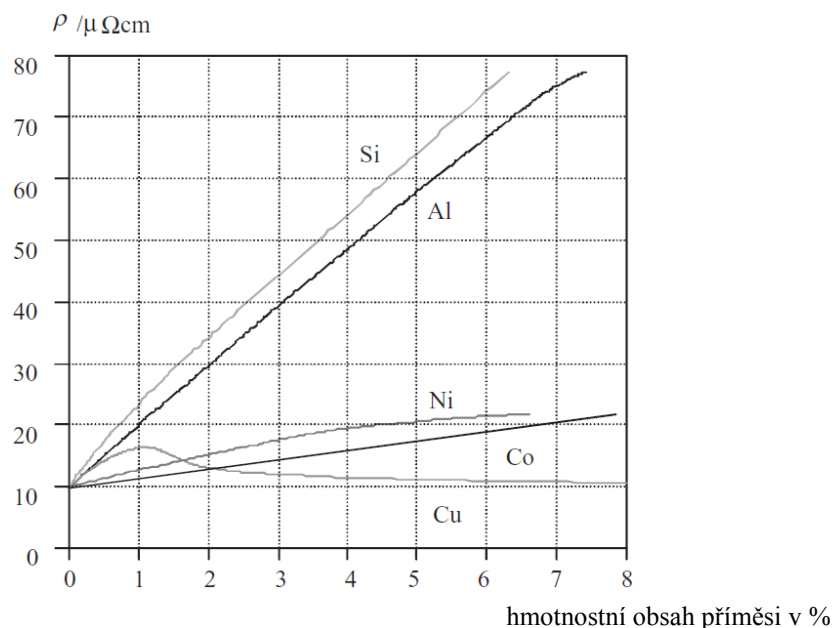
Elektrická izolace povrchu jednotlivých tenkých plechů je velmi důležitá úprava vedoucí k výraznému snížení ztrát vířivými proudy oproti magnetickému obvodu z masivních částí. Požadavky kladené na izolační vrstvu jsou poměrně náročné – její tloušťka má být co nejmenší, musí být pevná, přilnavá, chemicky i tepelně stálá, levná, snadno aplikovatelná a v neposlední řadě nesmí pohlcovat vzdušnou vlhkost. Existuje několik druhů izolace podle způsobu provedení – například lak a vrstva získaná chemickou cestou. Výhodou izolační vrstvy získané lakováním je především snadná proveditelnost a v porovnání s ostatními druhy nízká cena. K nevýhodám se řadí větší tloušťka této izolační vrstvy – v některých případech až 0,02 mm, což snižuje činitel plnění železa a tím může dojít ke zhoršení určitých parametrů stroje, například zvýšení magnetizačního proudu. Další nevýhodou je nižší teplotní odolnost, kterou však lze zlepšit přidáním různých anorganických plniv. Izolační vrstvy vytvořené chemickou cestou – například oxidováním či fosfátováním jsou velmi tenké a teplotně odolné. Z první zmiňované vlastnosti vyplývá, že takto izolovaný plech bude mít vyšší činitel plnění železa, než lakovaný plech. Nevýhodou je však vysoká cena kvůli nákladným zařízením. [8]

4.2 Použití plechů s menší tloušťkou

Zmenšení tloušťky plechu může zajistit výrazné snížení ztrát vířivými proudy, neboť jak je patrné ze vztahu (4.1), tak jsou tyto ztráty úměrné druhé mocnině tloušťky plechu. V praxi však není výhodné tloušťku plechu snižovat pod určitou hodnotu. Toto řešení totiž negativně ovlivňuje některé výsledné vlastnosti stroje, cenu a technologickou náročnost výroby. Jedním z problémů tohoto řešení je zmenšení činitele plnění železa, což může nepříznivě ovlivnit velikost magnetizačního proudu. Další nevýhodou tohoto řešení je, že pro výrobu magnetického obvodu s určitou délkou se spotřebuje více plechů, následkem čehož dochází k většímu opotřebení prostřihovačů. To způsobí zvýšení nákladů na výrobu motoru. [11]

4.3 Zvýšení rezistivity plechů

Zvýšit rezistivitu oceli je možné přidáním různých příměsí. Jejich vliv na rezistivitu je patrný z Obr. 4.1. Měď, kobalt a nikl rezistivitu nezvyšují nijak výrazně. U hliníku a především křemíku je vliv mnohem výraznější. Použití hliníku je ale problematické z technologického hlediska kvůli velké tvrdosti výsledné slitiny. Z tohoto důvodu se používá hlavně křemík. Slitina bohatá na křemík se však také stává křehká a zároveň tvrdá, což omezuje maximální použitelný obsah křemíku. Například neorientované elektrotechnické plechy s označením M400-65A obsahují 2,7 % křemíku. Plechy s označením M700-65A obsahují už jen 1 % křemíku. Rezistivita materiálu M400-65A je potom $46 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ a u M700-65A je to $25 \mu\Omega\cdot\text{cm}$. [2] Použití plechů s vyšším obsahem křemíku má za následek vyšší náklady na výrobu motoru. Prvním důvodem je vyšší cena samotného materiálu. Dalším důvodem je rychlejší opotřebování prostřihovačů kvůli vyšší tvrdosti oceli s vyšším obsahem křemíku. [11]



Obr. 4.1 – Vliv obsahu příměsí na rezistivitu oceli [2]

4.4 Žihání plechů

Magnetické vlastnosti elektrotechnických ocelí mohou být negativně ovlivněny nárazy při přepravě, překládání, či špatným skladováním. Nejhorší vliv na magnetické vlastnosti má však technologické opracování, zejména pak stříhání. [8] Zhoršením magnetických vlastností se rozumí hlavně snížení magnetické vodivosti, dále pak zvýšení měrných ztrát a degradace magnetizační charakteristiky kolem oblasti stříhu. Pokles magnetické vodivosti má za následek nerovnoměrné rozložení magnetické indukce, která v oblastech stříhu poklesne a v nepoškozených oblastech vzroste, následkem čehož vzrostou ztráty v magnetickém obvodu. Degradace tvaru magnetizační charakteristiky má za následek zvýšení magnetizačního proudu. Kvůli tomu vzrostou tepelné ztráty ve statorovém vinutí a klesne účinník. Tyto negativní jevy se nejvíce projeví zejména u strojů s malým výkonem, které mají zuby široké řádově několik milimetrů. U velkých strojů se tyto jevy uplatňují v menším měřítku kvůli velkým rozměrům magnetického obvodu. [11] Všechny výše uvedené negativní jevy spojené se stříháním lze plně odstranit pomocí žihání hotových výlisků. To spočívá v zahřátí plechů na vysokou teplotu po určitou dobu. Je však nutno podotknout, že žihání je technologicky náročný proces, který značně zvyšuje výrobní náklady motoru. [8]

5. Obecný postup elektromagnetického výpočtu asynchronního motoru

Při výpočtu se vychází z požadovaného jmenovitého výkonu, otáček, napětí, účinníku, účinnosti, konstrukčního provedení, stupně krytí a chlazení.

Všechny rovnice a postupy uvedené v této kapitole jsou převzaty z [3].

1) Určení počtu pólových dvojic:

$$p = \frac{60 \cdot f}{n_s} \quad (5.1)$$

5.1 Volba hlavních rozměrů

2) Z tab. 6.6 v [3] se zvolí vhodná hodnota osové výšky h a vnější průměr statoru D_e .

3) Vnitřní průměr statoru – vrtání:

$$D = K_D \cdot D_e \quad (5.2)$$

kde K_D se volí podle tab. 6.7 v [3]

4) Pólová rozteč:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \quad (5.3)$$

5) Vnitřní výkon:

$$P_i = P_2 \cdot \frac{k_E}{\eta \cdot \cos \varphi} \quad (5.4)$$

kde k_E se volí podle obr. 6.8 v [3], η a $\cos \varphi$ se volí podle obr. 6.9a) v [3]

6) Předběžné hodnoty A a B_δ se určí podle obr. 6.11a) v [3]

7) Ideální délka vzduchové mezery:

$$l_i = \frac{P_i}{k_B \cdot D^2 \cdot \omega_s \cdot k_{v1} \cdot A \cdot B_\delta} \quad (5.5)$$

kde předběžná hodnota činitele k_{v1} závisí na typu vinutí a k_B se předběžně volí 1,1

8) Štíhlostní poměr – slouží pro kontrolu, pokud vyjde v doporučeném rozmezí, tak se může pokračovat ve výpočtu:

$$\lambda = \frac{l_i}{t_p} \quad (5.6)$$

5.2 Určení počtu drážek, počtu závitů a průřezu vodiče statorového vinutí

9) Minimální počet drážek statoru

$$Q_{1min} = \frac{\pi \cdot D}{t_{d1max}} \quad (5.7)$$

10) Maximální počet drážek statoru

$$Q_{1max} = \frac{\pi \cdot D}{t_{d1min}} \quad (5.8)$$

kde mezní hodnoty drážkové rozteče statoru t_{d1} se určí podle obr. 6.15 v [3], následně se zvolí vhodný počet Q_1

11) Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q_1}{2 \cdot p \cdot m} \quad (5.9)$$

12) Drážková rozteč statoru:

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p \cdot m \cdot q} \quad (5.10)$$

13) Počet efektivních vodičů v drážce (při $a = 1$):

$$V'_d = \frac{\pi \cdot D \cdot A}{I_{1N} \cdot Q_1} \quad (5.11)$$

kde pro jmenovitý proud statoru platí:

$$I_{1N} = \frac{P_2}{m \cdot U_{1N} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \quad (5.12)$$

14) Následně se zvolí počet paralelních větví a a vypočte se skutečný počet vodičů v drážce:

$$V_d = a \cdot V'_d \quad (5.13)$$

15) Počet závitů:

$$N_1 = \frac{V_d \cdot Q_1}{2 \cdot a \cdot m} \quad (5.14)$$

16) Lineární hustota proudu:

$$A = \frac{2 \cdot I_{1N} \cdot N_1 \cdot m}{\pi \cdot D} \quad (5.15)$$

17) Magnetický tok:

$$\Phi = \frac{k_E \cdot U_{1N}}{4 \cdot k_B \cdot N_1 \cdot k_{v1} \cdot f_1} \quad (5.16)$$

18) Magnetická indukce ve vzduchové mezeře:

$$B_\delta = \frac{p \cdot \Phi}{D \cdot l_i} \quad (5.17)$$

19) Předběžná proudová hustota ve statorovém vinutí:

$$J_1 = \frac{(A \cdot J_1)}{A} \quad (5.18)$$

kde $(A \cdot J_1)$ se volí podle obr. 6.16b) v [3]

20) Předběžný průřez efektivního vodiče:

$$S_{ef} = \frac{I_{1N}}{a \cdot J_1} \quad (5.19)$$

21) Následně se z tab. D 3.1 v [3] vybere lakovaný vodič s vhodným průřezem a vypočte se skutečná proudová hustota ve statorovém vinutí:

$$J_1 = \frac{I_{1N}}{a \cdot S_v \cdot n_p} \quad (5.20)$$

5.3 Výpočet rozměrů drážek a zubů statoru

22) Nejprve se podle tab. 6. 10 v [3] předběžně zvolí hodnoty B_{z1} a B_{j1} .

23) Předběžná šířka zubu statoru:

$$b_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_i}{B_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} \quad (5.21)$$

kde k_{Fe} se volí podle Tab. 3.1

24) Výška statorového jha

$$h_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot B_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe1}} \quad (5.22)$$

25) Hloubka drážky:

$$h_d = \frac{D_e - D}{2} - h_{j1} \quad (5.23)$$

26) Šířka drážky u paty zubu:

$$b_1 = \frac{\pi \cdot (D + 2 \cdot h_d)}{Q_1} - b_{z1} \quad (5.24)$$

27) Šířka drážky v horní části:

$$b_2 = \frac{\pi \cdot (D + 2 \cdot h_0 - b_0) - Q_1 \cdot b_{z1}}{Q_1 - \pi} \quad (5.25)$$

28) Aktivní hloubka drážky:

$$h_1 = h_d - \left(h_0 + \frac{b_2 - b_0}{2} \right) \quad (5.26)$$

kde b_0 a h_0 se určí podle tab. D 4.1 v [3]

29) Rozměry drážky s uvažováním přídatku na skládání:

$$\begin{aligned} b'_1 &= b_1 - \Delta b_d \\ b'_2 &= b_2 - \Delta b_d \\ h'_1 &= h_1 - \Delta h_d \end{aligned} \quad (5.27)$$

30) Aktivní plocha příčného řezu drážky:

$$S'_d = \frac{b'_1 + b'_2}{2} \cdot h'_1 - S_{vi} \quad (5.28)$$

kde pro plochu příčného řezu drážkové izolace platí:

$$S_{vi} = b_{vi} \cdot (2 \cdot h_d + b_1 + b_2) \quad (5.29)$$

kde b_{vi} se určí z tab. 3.8 v [3]

31) Činitel plnění drážky:

$$k_T = \frac{d_{vi}^2 \cdot V_d \cdot n_p}{S'_d} \quad (5.30)$$

5.4 Výpočet rotoru

32) Podle Obr. 2.2 se určí velikost vzduchové mezery δ

33) Podle tab. 6.15 v [3] se určí počet rotorových drážek Q_2

34) Vnější průměr rotoru:

$$D_2 = D - 2 \cdot \delta \quad (5.31)$$

35) Délka rotoru:

$$l_2 = l_i \quad (5.32)$$

36) Drážková rozteč:

$$t_{d2} = \frac{\pi \cdot D_2}{Q_2} \quad (5.33)$$

37) Vnitřní průměr rotoru je roven průměru hřídele:

$$D_i = D_h = k_h \cdot D_e \quad (5.34)$$

kde činitel k_h se volí podle tab. 6.16 v [3]

38) Koeficient přepočtu proudů:

$$p_i = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{Q_2} \quad (5.35)$$

39) Proud tekoucí rotorovou tyčí:

$$I_2 = k_i \cdot I_1 \cdot p_i \quad (5.36)$$

kde činitel k_i se určí z obr. 6.22 v [3]

40) Prozatímní průřez rotorové tyče:

$$S_t = \frac{I_2}{J_2} \quad (5.37)$$

41) Dovolena šířka zubu:

$$b_{z2dov} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_i}{B_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} \quad (5.38)$$

kde dovolená magnetická indukce je uvedena v tab. 6.10 v [3]

42) Rozměry rotorové drážky:

$$b_1 = \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_0 - 2 \cdot h'_0) - Q_2 \cdot b_{z2}}{\pi + Q_2} \quad (5.39)$$

$$b_2 = \sqrt{\frac{b_1^2 \cdot \left(\frac{Q_2}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot S_t}{\frac{Q_2}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} \quad (5.40)$$

$$h_1 = (b_1 - b_2) \cdot \frac{Q_2}{2 \cdot \pi} \quad (5.41)$$

kde h'_0 je 1 až 1,5 mm pro dvoupólové a 0,3 mm pro čtyř a více pólové stroje, h_0 závisí na druhu drážek

Celková hloubka drážky:

$$h_{d2} = h'_0 + h_0 + \frac{b_1}{2} + h_1 + \frac{b_2}{2} \quad (5.42)$$

Skutečný průřez rotorové tyče:

$$S_t = \frac{\pi}{8} \cdot (b_1^2 + b_2^2) + \frac{1}{2} \cdot (b_1 + b_2) \cdot h_1 \quad (5.43)$$

43) Proudová hustota v rotorové tyči:

$$J_t = \frac{I_2}{S_t} \quad (5.44)$$

44) Průřez rotorového kruhu:

$$\Delta = 2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \quad (5.45)$$

kde pro úhel α platí:

$$\alpha = \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Q_2} \quad (5.46)$$

$$I_{kn} = \frac{I_2}{\Delta} \quad (5.47)$$

$$J_{kn} = 0,85 \cdot J_t \quad (5.48)$$

$$S'_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} \quad (5.49)$$

45) Rozměry rotorových kruhů:

$$b_{kn} = 1,25 \cdot h_{d2} \quad (5.50)$$

$$a_{kn} = \frac{S'_{kn}}{b_{kn}} \quad (5.51)$$

$$S_{kn} = a_{kn} \cdot b_{kn} \quad (5.52)$$

$$D_{kn} = D_2 - b_{kn} \quad (5.53)$$

5.5 Výpočet magnetizačního proudu

46) Hodnoty magnetické indukce v jednotlivých částech magnetického obvodu (ve jhu a v zubech statoru a rotoru):

$$B_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1} \cdot l_i}{b_{z1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} \quad (5.54)$$

$$B_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_i}{b_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} \quad (5.55)$$

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} \quad (5.56)$$

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2 \cdot h'_{j2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} \quad (5.57)$$

kde pro výpočtovou výšku rotorového jha platí:

$$h'_{j2} = \frac{2+p}{3,2 \cdot p} \cdot \left(\frac{D_2}{2} - h_{d2} \right) \quad (5.58)$$

47) Magnetické napětí vzduchové mezery:

$$U_\delta = 1,59 \cdot 10^6 \cdot B_\delta \cdot k_c \cdot \delta \quad (5.59)$$

kde pro Carterův činitel k_c platí vztah (2.9)

48) Magnetické napětí zubů statoru:

$$U_{z1} = 2 \cdot h_{z1} \cdot H_{z1} \quad (5.60)$$

49) Magnetické napětí zubů rotoru:

$$U_{z2} = 2 \cdot h_{z2} \cdot H_{z2} \quad (5.61)$$

kde hodnoty H_{z1} a H_{z2} se určí z magnetizačních charakteristik použitých materiálů na základě znalosti B_{z1} a B_{z2}

50) Činitel nasycení zubů:

$$k_z = 1 + \frac{U_{z1} + U_{z2}}{U_\delta} \quad (5.62)$$

51) Magnetické napětí jha statoru:

$$U_{j1} = L_{j1} \cdot H_{j1} \quad (5.63)$$

kde pro střední délku siločáry ve jhu statoru a rotoru platí:

$$L_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2 \cdot p} \quad (5.64)$$

$$L_{j2} = \frac{\pi \cdot (D_h + h_{j2})}{2 \cdot p} \quad (5.65)$$

kde pro h_{j2} platí:

$$h_{j2} = \frac{D_2 - D_i}{2} - h_{d2} \quad (5.66)$$

Hodnoty H_{j1} a H_{j2} se určí z magnetizačních charakteristik použitých materiálů na základě znalosti B_{j1} a B_{j2}

52) Magnetické napětí jha rotoru:

$$U_{j2} = L_{j2} \cdot H_{j2} \quad (5.67)$$

53) Výsledné magnetické napětí na jednu pólovou dvojici:

$$F_m = U_\delta + U_{z1} + U_{z2} + U_{j1} + U_{j2} \quad (5.68)$$

54) Činitel nasycení magnetického obvodu:

$$k_\mu = \frac{F_m}{U_\delta} \quad (5.69)$$

55) Magnetizační proud:

$$I_\mu = \frac{p \cdot F_m}{0,9 \cdot m \cdot N_1 \cdot k_{v1}} \quad (5.70)$$

5.6 Výpočet odporů a reaktancí

56) Odpor jedné fáze statorového vinutí:

$$R_1 = \rho_\vartheta \cdot \frac{L_1}{S_{ef} \cdot a} \quad (5.71)$$

kde délka vodičů jedné fáze se vypočte jako:

$$L_1 = l_{av} \cdot N_1 \quad (5.72)$$

kde pro l_{av} platí:

$$l_{av} = 2 \cdot (l_d + l_\zeta) \quad (5.73)$$

$$l_d = l_1 \quad (5.74)$$

$$l_\zeta = K_\zeta \cdot b_c + 2 \cdot B \quad (5.75)$$

kde B je 0,01 m nebo 0,05 m podle druhu vinutí, činitelé K_ξ a K_v se odečtou z tab. 6.19 v [3]

$$b_c = \frac{\pi \cdot (D + h_{d1})}{2 \cdot p} \cdot \beta_1 \quad (5.76)$$

Vyložení čel statorového vinutí:

$$l_v = K_v \cdot b_c + B \quad (5.77)$$

57) Odpor jedné fáze rotorového vinutí:

$$R_2 = R_t + \frac{2 \cdot R_{kn}}{\Delta^2} \quad (5.78)$$

kde pro R_t platí:

$$R_t = \rho_\vartheta \cdot \frac{l_2}{S_t} \quad (5.79)$$

a pro R_{kn} platí:

$$R_{kn} = \rho_\vartheta \cdot \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot S_{kn}} \quad (5.80)$$

Přepočet odporu fáze rotoru na počet závitů statorového vinutí:

$$R'_2 = R_2 \cdot \frac{4 \cdot m \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} \quad (5.81)$$

58) Rozptylová reaktance jedné fáze statorového vinutí:

$$X_{1\sigma} = 15,8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{N_1}{100}\right)^2 \cdot \frac{l_i}{p \cdot q} \cdot (\lambda_d + \lambda_{\xi 1} + \lambda_{dif1}) \quad (5.82)$$

kde činitel magnetické vodivosti v drážce λ_d se určí podle tab. 6.22 v [3]

Pro činitel magnetické vodivosti čel vinutí platí:

$$\lambda_{\xi 1} = 0,34 \cdot \frac{q}{l_i} \cdot (l_\xi - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) \quad (5.83)$$

kde pro činitel β platí:

$$\beta = \frac{2}{3} \cdot \frac{q + 1}{q} \quad (5.84)$$

pro činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu statorového vinutí platí:

$$\lambda_{dif1} = \frac{t_{d1}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi \quad (5.85)$$

kde ξ se vypočte jako:

$$\xi = 2 \cdot k'_\gamma \cdot k_\beta - k_{v1}^2 \cdot \left(\frac{t_{d2}}{t_{d1}}\right)^2 \quad (5.86)$$

kde k'_γ se určí podle obr. 6.39e v [3]

59) Rozptylová reaktance jedné fáze rotorového vinutí:

$$X_{2\sigma} = 7,9 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot (\lambda_{d2} + \lambda_{\xi 2} + \lambda_{dif2}) \cdot 10^{-6} \quad (5.87)$$

kde činitel λ_{d2} se určí podle tab. 6.23 v [3]

pro činitel magnetické vodivosti čel rotorového vinutí platí:

$$\lambda_{\xi 2} = \frac{2,3 \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot l_i \cdot \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot D_{kn}}{a_{kn} + 2 \cdot b_{kn}} \quad (5.88)$$

pro činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu rotoru platí:

$$\lambda_{dif2} = \frac{t_{d2}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \quad (5.89)$$

Přepočet rozptylové reaktance rotorového vinutí na počet závitů statoru:

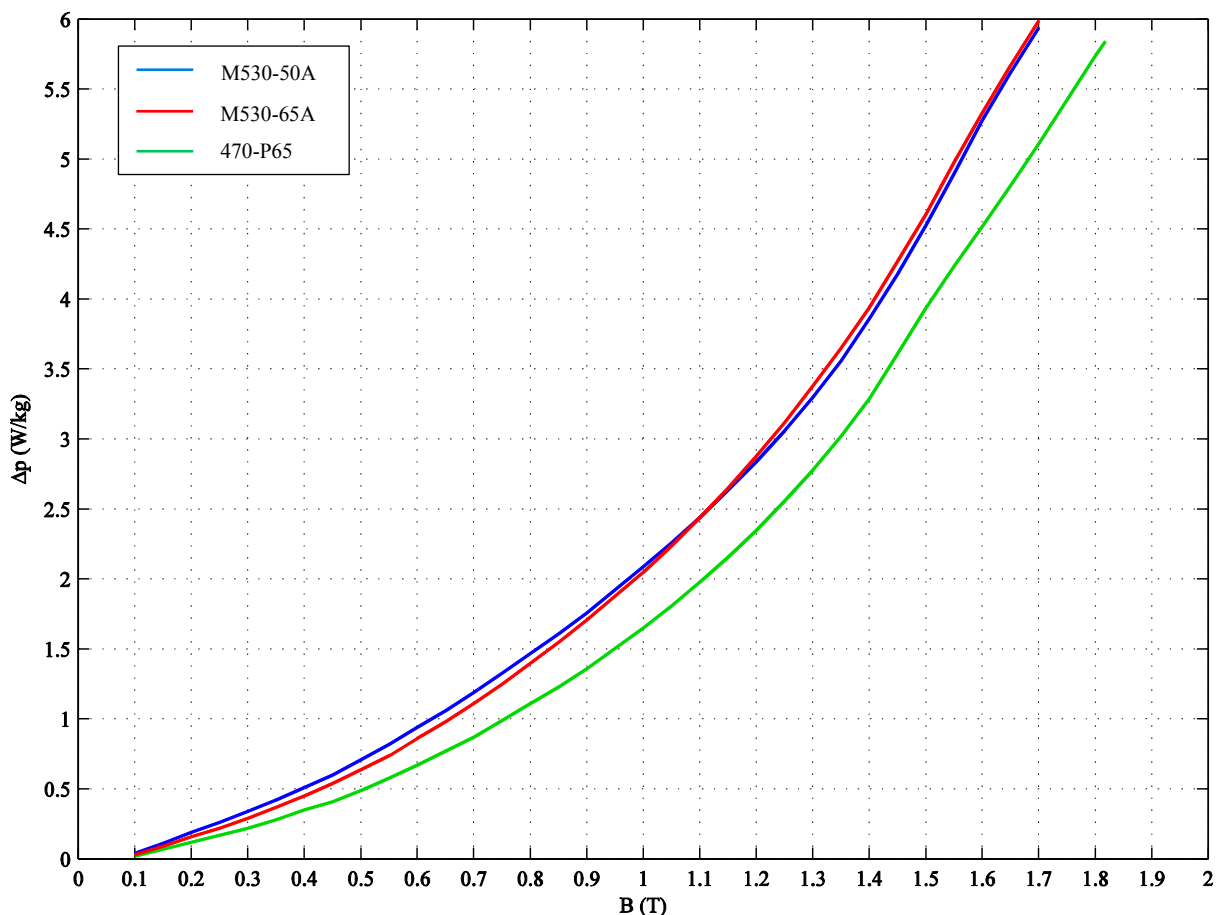
$$X'_{2\sigma} = X_{2\sigma} \cdot \frac{4 \cdot m \cdot (N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} \quad (5.90)$$

6. Zvolené řešení

Cílem této práce je ověřit vliv tloušťky a jakosti plechu magnetického obvodu na účinnost a další parametry asynchronního motoru. Účinnost úzce souvisí se ztrátami, které ve stroji vznikají. Pro účel tohoto porovnání byly vyrobeny 3 vzorky motorů. Aby toto srovnání bylo objektivní, tak se tyto vzorky liší jen v magnetickém obvodu, konkrétně v tloušťce a jakosti použitých plechů. Všechny ostatní parametry, jako vinutí, počty závitů, drážek atd. jsou u všech vzorků stejné. V předchozích kapitolách byly rozebrány způsoby snižování ztrát v magnetickém obvodu. Obecně lze tyto způsoby, s výjimkou žíhání, realizovat zvolením plechu s nižší tloušťkou a vyšší jakostí. Konkrétně byly zvoleny materiály s označením 470-P65, M530-50A a M530-65A.

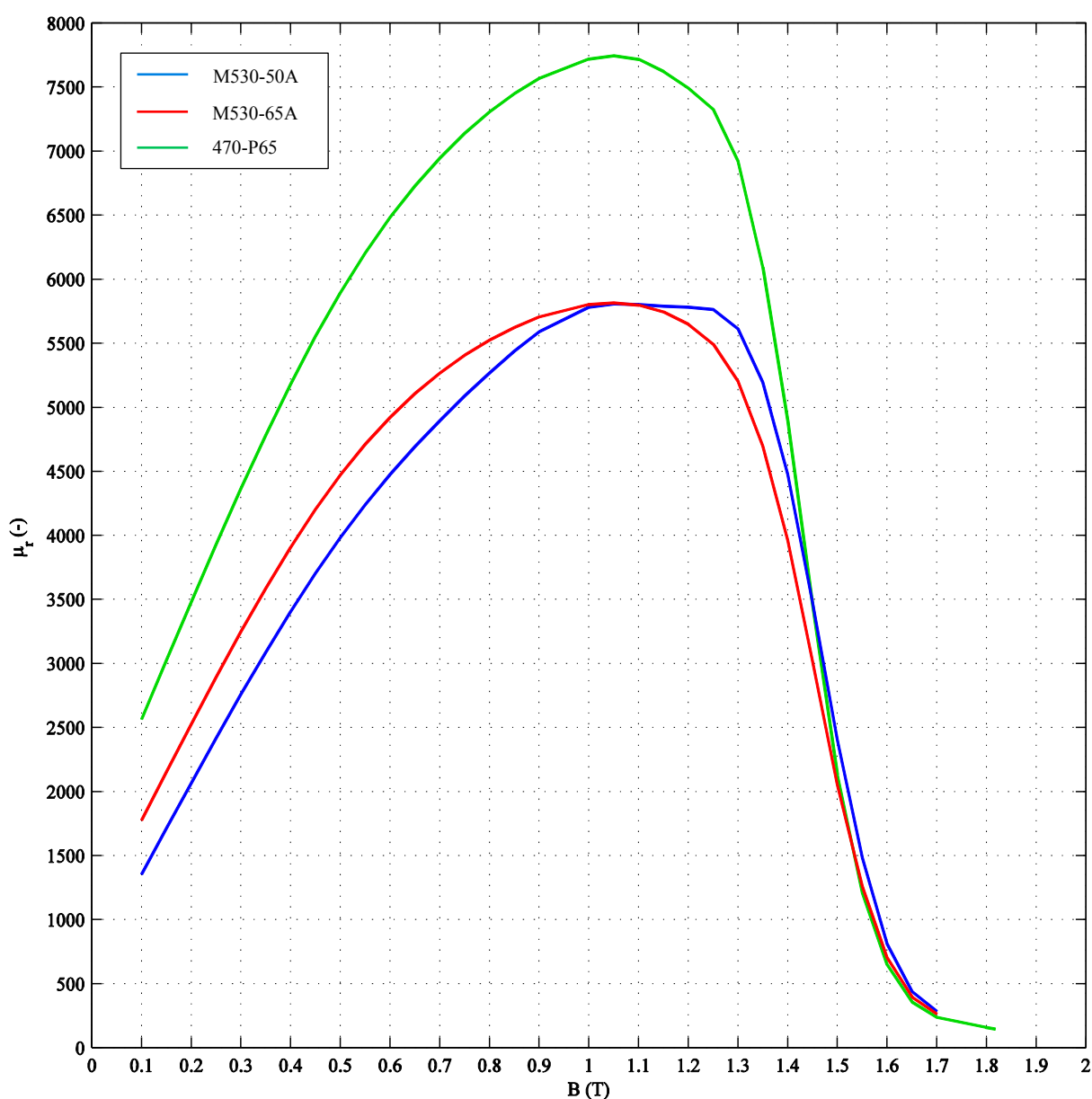
6.1 Porovnání použitých plechů z hlediska tvaru magnetizační charakteristiky, měrných ztrát a permeability

Na Obr. 6.1 jsou zobrazeny závislosti měrných ztrát na magnetické indukci při frekvenci 50 Hz. Měrné ztráty plechů M530-50A a M530-65A se od sebe liší minimálně. Jelikož jsou tloušťky těchto plechů rozdílné, tak musí materiál M530-65A obsahovat větší podíl křemíku pro zachování prakticky stejných měrných ztrát. Naproti tomu materiál 470-P65 má ve srovnání s M530-50A a M530-65A výrazně nižší měrné ztráty. Vzorek s těmito plechy by tedy teoreticky měl mít nejnižší ztráty v magnetickém obvodu za předpokladu stejných hodnot magnetické indukce u všech vzorků.



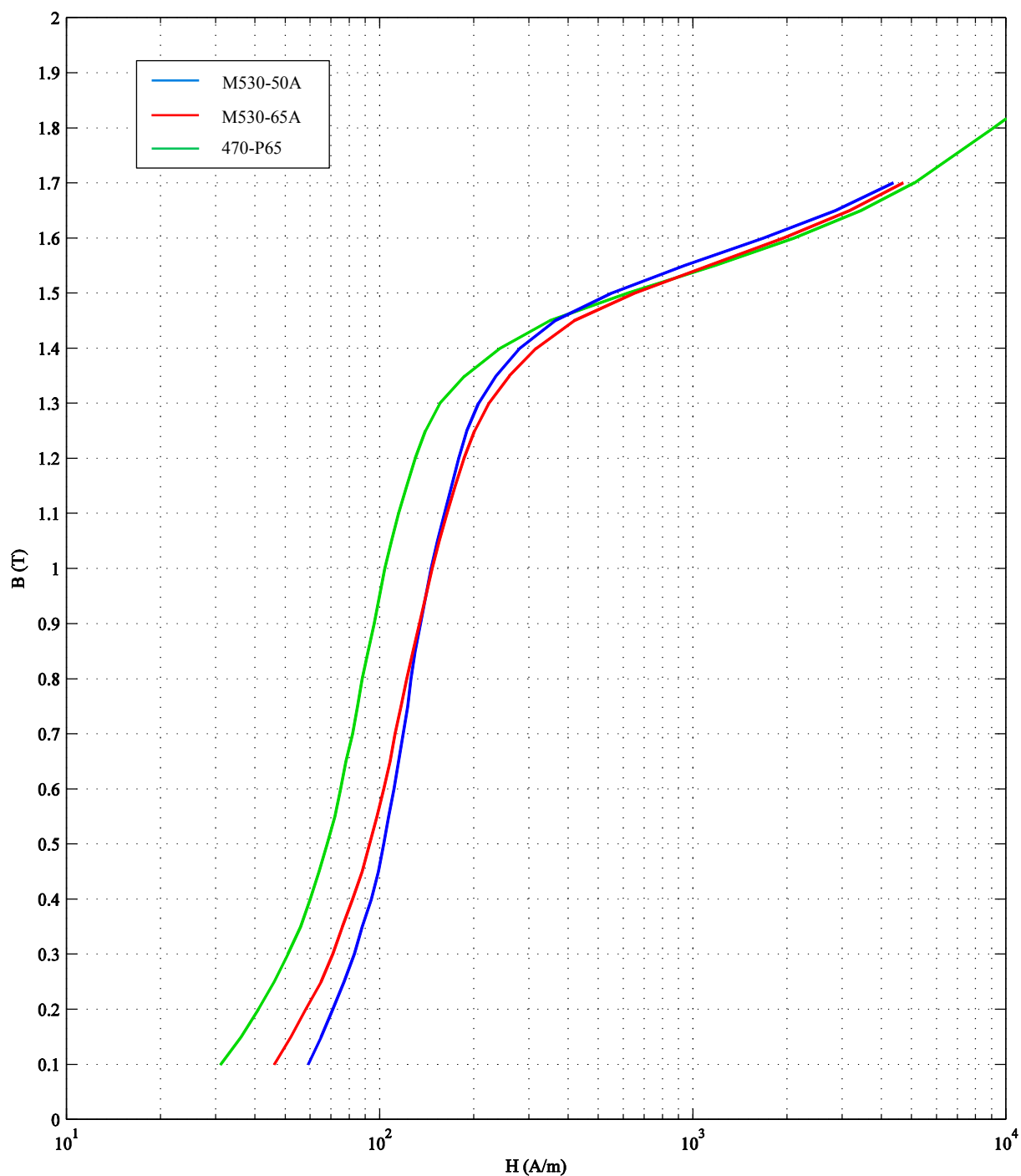
Obr. 6.1 – Závislost měrných ztrát použitých plechů na magnetické indukci [9]

Na Obr. 6.2 jsou zobrazeny závislosti poměrné permeability na magnetické indukci při frekvenci 50 Hz. Ze srovnání na první pohled opět nejlépe vychází materiál 470-P65, neboť hodnoty relativní permeability v oblasti nižší magnetické indukce výrazně převyšují zbylé 2 materiály. Při velkých hodnotách magnetické indukce – zhruba nad 1,55 T je však poměrná permeabilita materiálu 470-P65 nejnižší. Hodnoty magnetické indukce v zubech statoru a rotoru jsou většinou vyšší, než zmiňovaných 1,55 T. To může u vzorku s plechy 470-P65 způsobit pokles hodnoty magnetizační reaktance. Následkem toho vzroste velikost magnetizačního proudu oproti vzorkům s plechy M530-65A a zejména M530-50A. Kvůli zvýšenému magnetizačnímu proudu vzrostou i Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí. Závislost poměrné permeability na magnetické indukci má přímou souvislost s magnetizační charakteristikou. V oblasti kolena magnetizační charakteristiky dochází k nasycení a poměrná permeabilita výrazně klesá. V tomto případě se tak děje přibližně okolo hodnoty magnetické indukce 1,3 T.



Obr. 6.2 – Závislost poměrné permeability použitých plechů na magnetické indukci [9]

Na Obr. 6.3 jsou zobrazeny magnetizační charakteristiky použitých plechů při frekvenci 50 Hz. Pro vyšší vypovídací hodnotu je osa x zobrazena v logaritmickém měřítku z důvodu velkého rozmezí hodnot intenzity magnetického pole. Nejpriznivější tvar magnetizační charakteristiky má na první pohled opět plech 470-P65. Při vyšších hodnotách intenzity magnetického pole je však magnetická indukce v materiálu 470-P65 nejnižší.

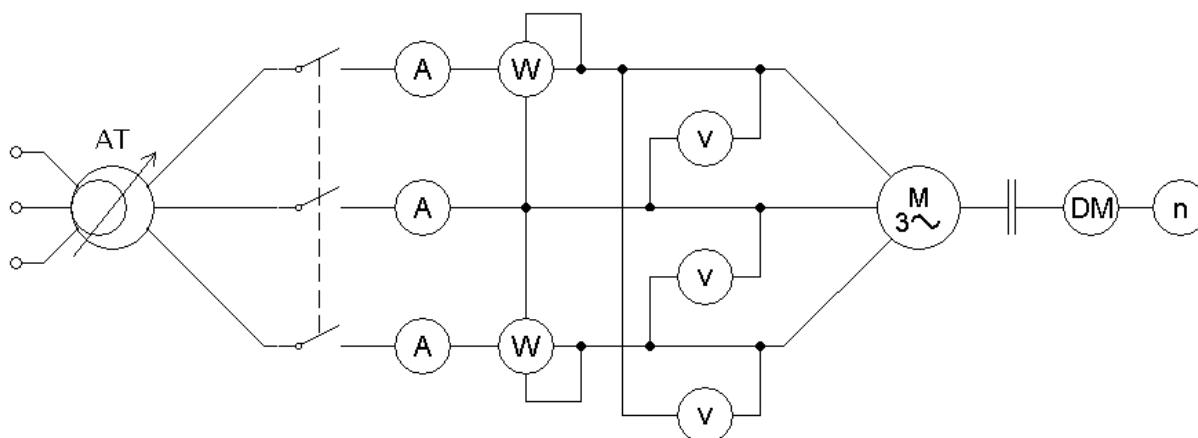


Obr. 6.3 – Magnetizační charakteristiky použitých plechů [9]

7. Popis měření asynchronního motoru

7.1 Měření naprázdno

Měření naprázdno asynchronního motoru je prováděno při nulovém zatížení, tedy při otáčkách, které se blíží synchronním. Během měření naprázdno se měří fázové proudy procházející statorovým vinutím a činné výkony přiváděné do jednotlivých fází. Tyto hodnoty se měří pro několik hodnot statorového napětí. Pro měření výkonů je možné použít Aronovo zapojení wattmetrů, kde je celkový výkon dán součtem výchylek obou wattmetrů – viz Obr. 7.1. Měření naprázdno by se mělo provádět zhruba od $1,3 \cdot U_n$ až do nejnižší možné hodnoty – zpravidla $0,3 \cdot U_n$ – při nižších hodnotách napětí totiž začnou klesat otáčky, což způsobí značné zvýšení proudu procházejícího vinutím. Napájecí napětí by mělo být sinusové a souměrné. Měření má být provedeno při jmenovité frekvenci. Z hodnot napětí, proudů a výkonů naměřených v jednotlivých fázích se dále vypočtou střední hodnoty. U měření naprázdno motorů s velmi nízkým výkonem je nutné naměřené hodnoty korigovat o vlastní spotřebu měřicích přístrojů. Výsledkem tohoto měření jsou charakteristiky naprázdno vyjadřující závislost proudu, ztrát a účinníku na napájecím napětí motoru. Celkové ztráty lze dále rozložit na ztráty ve vinutí, ztráty v železe a mechanické ztráty. Z rozdílu celkových ztrát a ztrát ve vinutí zůstane součet ztrát v železe a mechanických ztrát. Součet těchto ztrát lze potom pomocí extrapolace křivky do nulové hodnoty napětí dále rozložit. [6], [12]



Obr. 7.1 – Schéma pro měření asynchronního motoru [12]

7.2 Měření nakrátko

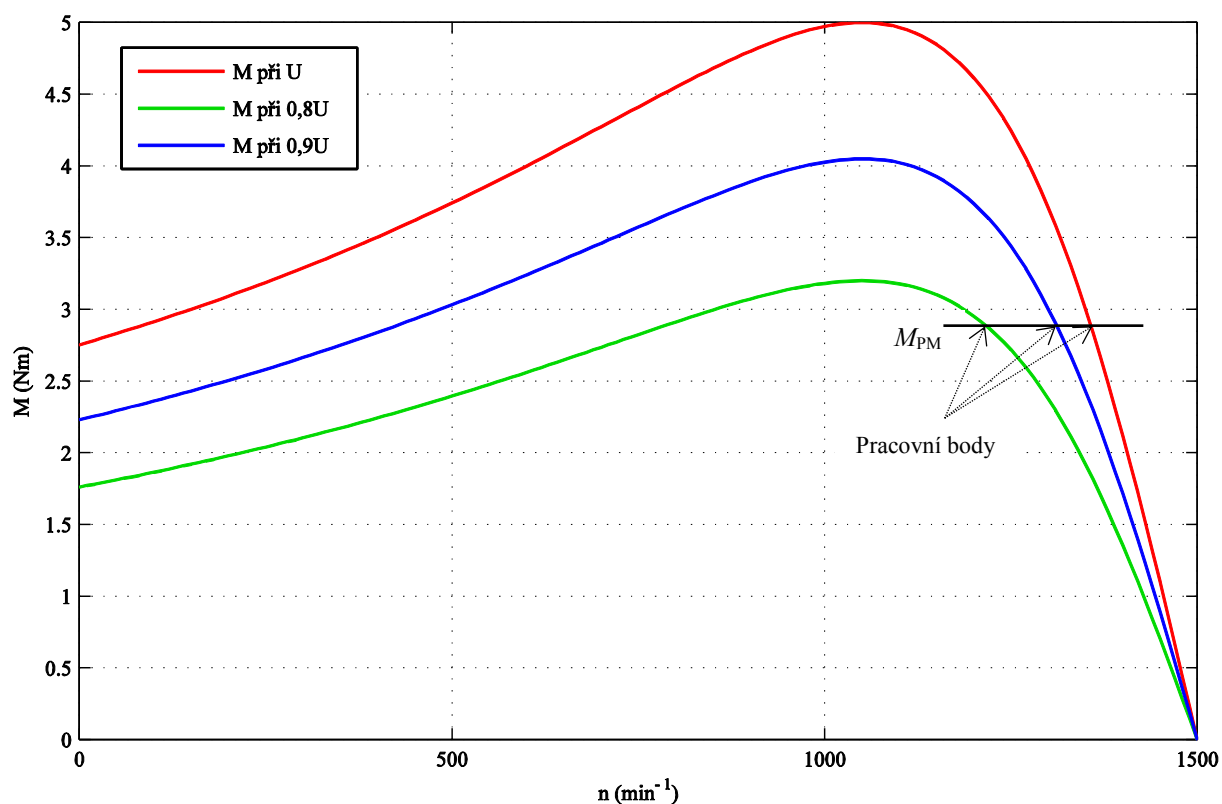
Měření nakrátko asynchronního motoru je prováděno při zabrzděném rotoru. Skluz je tedy roven 1. Napájecí napětí je opět souměrné a frekvence je jmenovitá. Měření musí být prováděno co nejrychleji. Po odečtení všech hodnot se motor odpojí od napájecího zdroje. Měření by mělo být prováděno od nejvyšších hodnot napětí směrem k nižším, aby se teplota motoru v průběhu celého měření nakrátko měnila pokud možno co nejméně. Výsledkem měření nakrátko jsou charakteristiky nakrátko, tedy závislosti proudu, účinníku, příkonu a záběrného momentu na napětí. [6] Schéma pro měření asynchronního motoru nakrátko je stejné, jako u měření naprázdno – viz Obr. 7.1. Je však třeba počítat s mnohem vyššími proudy a výkony, než u měření naprázdno. [12]

7.3 Napětí nakrátko

Napětí nakrátko je snížené napětí, při kterém bude vinutím asynchronního motoru procházet jmenovitý proud v chodu nakrátko. Hodnota napětí nakrátko asynchronního motoru je obecně vyšší, než například u transformátoru z důvodu existence vzduchové mezery v magnetickém obvodu. Měření hodnoty napětí nakrátko se zpravidla provádí jako součást měření nakrátko. [12]

7.4 Zatěžovací charakteristiky při zatížení konstantním momentem

Měření zatěžovacích bodů při konstantním momentu se provádí podle schématu na Obr. 7.1. Při tomto měření je motor zatížen konstantním momentem, zpravidla jmenovitým. Výsledkem tohoto měření jsou závislosti proudu, účinnosti, příkonu, skluzu a účinnosti na napájecím napětí motoru. Tyto charakteristiky mají význam zejména v situaci, kdy motor pohání zátěž s výtahovou mechanickou charakteristikou. V průběhu měření se napětí mění přibližně v rozsahu od 80 do 120 % U_n . Situace, která při tomto měření nastane, je patrná z Obr. 7.2. Pracovní bod asynchronního motoru se bude nacházet v místě, kde dojde k protnutí momentové charakteristiky pracovního mechanismu M_{PM} a momentové charakteristiky asynchronního motoru. Při snížení napájecího napětí dojde ke vzniku nové momentové charakteristiky motoru, na kterou se přesune pracovní bod pohonu. Je zřejmé, že při snížení napětí dojde při konstantním zatěžovacím momentu ke snížení otáček, respektive ke zvýšení skluzu, což má za následek zvýšení proudu procházejícího vinutím. Snížení napětí tedy paradoxně vede ke zvýšení proudu. Tato situace může být nebezpečná, pokud je motor zatížen jmenovitým momentem a v síti dojde k dlouhodobému poklesu napětí.



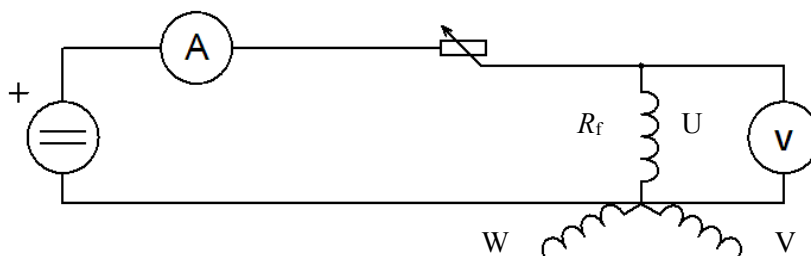
Obr. 7.2 – Obecné momentové charakteristiky asynchronního motoru pro různá napětí

7.5 Zatěžovací charakteristiky při jmenovitém napětí

Cílem zatěžovací zkoušky při jmenovitém napětí je vynesení zatěžovacích charakteristik, tedy závislosti příkonu, proudu, skluzu, účinnosti a účíniku na mechanickém výkonu motoru. V průběhu tohoto měření je motor napájen souměrným jmenovitým napětím se jmenovitou frekvencí. Při měření se postupuje zhruba od $1,5 \cdot P_N$ do $0,2 \cdot P_N$. Zkoušený motor je zatěžován dynamometrem. Toto měření je opět prováděno podle Obr. 7.1. [12]

7.6 Měření činného svorkového odporu

Měření činného svorkového odporu se provádí proto, aby bylo možné celkové ztráty během jednotlivých měření rozdělit na dílčí složky. Měření odporu je možné provádět pomocí V-A metody stejným proudem podle Obr. 7.3. Velikost proudu se volí zpravidla okolo $0,1 \cdot I_N$. Další možností je svorkový odpor změřit přímo pomocí přesného ohmmetru. [12]



Obr. 7.3 – Schéma pro měření činného svorkového odporu [12]

7.7 Oteplovací zkouška při P_{2N} a U_N

V tomto měření je cílem zjistit oteplení a ustálenou teplotu různých konstrukčních částí asynchronního motoru při zatížení jmenovitým momentem při jmenovitém napětí. Teplota je v příslušných místech měřena prostřednictvím teplotních snímačů. Na základě změny odporu použitých teplotních snímačů se poté vyhodnotí teplota dané konstrukční části motoru.

7.1 Měření maximálního momentu

Měření maximálního momentu je prováděno při sníženém napětí, aby nebyl izolační systém motoru poškozen vysokou teplotou. Maximální moment při jmenovitém napětí se potom získá pomocí přepočtu z naměřených hodnot. Měření maximálního momentu se opět provádí v souladu s Obr. 7.1, přičemž se proměří část momentové charakteristiky motoru v okolí skluzu zvratu. Během měření se odečítají otáčky, moment, proud a napětí. Při přepočtu se vychází z následujícího vztahu:

$$\frac{M_{zv1}}{M_{zvN}} = \left(\frac{U_1}{U_N} \right)^2 \quad (7.1)$$

kde:

M_{zv1} – maximální moment při sníženém napětí (N·m)

M_{zvN} – maximální moment při jmenovitém napětí (N·m)

U_1 – hodnota sníženého napětí (V)

U_N – jmenovité napětí (V) [12]

8. Vyhodnocení výsledků

Pro zachování přehlednosti jsou v této kapitole použity následující zkratky:

V1 – vzorek s plechy M530-50A

V2 – vzorek s plechy M530-65A

V3 – vzorek s plechy 470-P65

8.1 Chod naprázdno

Závislost proudu na napětí: Ze srovnání nejlépe vychází V1, a to v celém měřeném rozsahu. Proud naprázdno při jmenovitém napětí je u V1 o 3,55 % nižší, než u V2 a o 3,83 % nižší, než u V3. Mezi V2 a V3 je rozdíl zanedbatelný v celém měřeném rozsahu.

Závislost účinníku na napětí: V celém měřeném rozsahu má nejvyšší účinník V2. To však souvisí s tím, že tento vzorek má nejvyšší ztráty naprázdno. Naopak nejnižší účinník má od napětí 160 V V1. Při jmenovitém napětí je účinník u V2 o 7,96 % vyšší než u V1 a o 3,39 % vyšší, než u V3.

Závislost ztrát na napětí: Ze srovnání jednoznačně nejlépe vychází V1 v celém měřeném rozsahu. Naopak nejhůře v celém měřeném rozsahu vychází V2. Při jmenovitém napětí jsou celkové ztráty naprázdno u V1 o 10,56 % nižší, než u V2 a o 8,77 % nižší, než u V3. Ztráty v železe při jmenovitém napětí jsou u V1 nižší o 9,67 % než u V2 a o 8,01 % nižší, než u V3. Zároveň u V1 klesly Jouleovy ztráty ve statoru – a to o 12,39 % oproti V2 a o 12,55 % oproti V3. Ztráty ve statorovém vinutí jsou však z části ovlivněny tím, V2 a V3 mají vyšší odpor vinutí, jinak by byl tento rozdíl menší. V1 má odpor vinutí nižší o 3,57 % oproti V2 a o 3,84 % nižší oproti V3.

8.2 Chod nakrátko

Závislost proudu na napětí: Rozdíl mezi všemi vzorky je velmi malý. Nejnižší proud nakrátko má však V2. Při jmenovitém napětí je tento rozdíl 0,81 % oproti V1 a 0,87 % oproti V3.

Závislost účinníku na napětí: V celém měřeném rozsahu má nejnižší účinník V1, což souvisí s nejnižšími ztrátami. Při jmenovitém napětí má V1 účinník nižší o 1,60 % než V3 a o 0,80 % nižší, než V2.

Závislost ztrát na napětí: Rozdíl mezi V2 a V1 je velmi malý v celém měřeném rozsahu. Nejvyšší ztráty má V3. Při jmenovitém napětí má ztráty vyšší o 1,98 % oproti V1 a o 1,26 % oproti V2.

Záběrný moment: V celém měřeném rozsahu má nejvyšší záběrný moment V1. Při jmenovitém napětí má záběrný moment o 4,11 % vyšší oproti V3 a o 2,91 % oproti V2.

Napětí nakrátko: Největší napětí nakrátko bylo naměřeno u V1 a to o 0,33 % více než u V2 a o 0,47 % více než u V3.

8.3 Zatížení při konstantním napětí

Závislost proudu na mechanickém výkonu: V celém měřeném rozsahu byly nejnižší hodnoty proudu zjištěny u V1. Při malém zatížení, tedy zhruba do 50 % jmenovitého výkonu odebírá nejvyšší proud V3. Při vyšším zatížení jsou proudy u V2 a V3 takřka stejné. Při jmenovitém zatížení odebírá V1 proud o 1,82 % nižší, než V2 a o 1,23 % nižší, než V3.

Závislost účinníku na mechanickém výkonu: S nejvyšším účinníkem pracoval v celém měřeném rozsahu V1. Mezi V2 a V3 není patrný rozdíl. Při jmenovitém zatížení má V1 účinník o 1,30 % vyšší, než zbylé vzorky.

Závislost příkonu na mechanickém výkonu: V celém měřeném rozsahu byl zaznamenán nejnižší příkon u V1, nejvyšší pak u V2. Při jmenovitém zatížení má V1 příkon nižší o 1,26 % oproti V2 a o 0,77 % nižší oproti V3.

Závislost skluzu na mechanickém výkonu: V okolí jmenovitého zatížení byl nejnižší skluz naměřen u V1. Rozdíly mezi všemi vzorky jsou však velmi malé.

Závislost účinnosti na mechanickém výkonu: Nejvyšší účinnost v celém měřeném rozsahu byla zaznamenána u V1, nejnižší pak u V2. Při jmenovitém zatížení je vypočtená účinnost u V1 o 1,35 % vyšší, než u V2 a o 0,92 % vyšší, než u V3.

8.4 Zatížení konstantním momentem

Závislost proudu na napětí: Ze srovnání nejlépe vychází V1 a nejhůře pak V2.

Závislost účinníku na napětí: Při napětí od 360 V má nejvyšší účinník V1. V rozsahu od 360 do 440 V je rozdíl mezi V2 a V3 zanedbatelný.

Závislost příkonu na napětí: V celém měřeném rozsahu má nejnižší příkon V1 a naopak nejvyšší příkon má V2.

Závislost skluzu na napětí: V celém měřeném rozsahu má nejmenší skluz V1, a to zhruba o 0,1 % oproti zbylým vzorkům, mezi nimiž jsou rozdíly zanedbatelné.

Závislost účinnosti na napětí: V celém měřeném rozsahu má nejvyšší účinnost V1. Naopak nejnižší účinnost byla naměřena u V2.

8.5 Oteplovací zkouška

Oteplení čel vinutí na straně pohonu: Největšího ustáleného oteplení dosáhl V2, což souvisí s nejvyšší účinností tohoto vzorku. Naopak nejmenšího ustáleného oteplení dosáhl V1. Průměrné oteplení bylo u V1 nižší o 12,24 %, než u V2 a o 11,09 % nižší, než u V3.

Oteplení čel vinutí na straně ventilátoru: Výsledky jsou obdobné, jako u předchozího bodu. Průměrné oteplení bylo u V1 nižší o 14,79 %, než u V2 a o 13,52 % nižší, než u V3.

Oteplení kostry: Výsledky jsou opět obdobné. Průměrné oteplení bylo u V1 nižší o 18,27 %, než u V2 a o 15,10 % nižší, než u V3.

8.6 Maximální moment

Nejvyšší moment zvratu byl naměřen u V3 – o 0,5 % více, než u V1 a o 1,01 % více oproti V2. Vinutím V3 navíc procházel nejvyšší proud – o 2,29 % méně, než v případě V1 a o 3,39 % méně, než u V2.

Závěr

Hlavním cílem této bakalářské práce bylo ověřit, jaký vliv má změna tloušťky a jakosti statorového a rotorového plechu na účinnost a další parametry asynchronního motoru. Dalšími parametry se rozumí zejména charakteristiky naprázdno, charakteristiky nakrátko a zatěžovací charakteristiky. Pro účely této bakalářské práce byly vyrobeny 3 vzorky motorů, jejichž parametry byly následně vyhodnoceny na základě hodnot získaných prostřednictvím laboratorního měření.

Na základě naměřených a vypočtených hodnot lze jednoznačně potvrdit, že použití plechů s menší tloušťkou vedlo ke zvýšení účinnosti motoru. Vzorek s plechy M530-50A měl účinnost o 1,35 % větší, než vzorek s plechy M530-65A. Dále lze potvrdit, že použití plechů s vyšší jakostí vedlo rovněž ke zvýšení účinnosti motoru. U vzorku s plechy 470-P65 byla vypočtená účinnost o 0,43 % vyšší, než u vzorku s plechy M530-65A. Lze předpokládat, že motor s plechy s nižší tloušťkou a vyšší jakostí, tedy 470-P50 by měl účinnost ještě vyšší, než vzorek s plechy M530-50A. Pokud by navíc u takového motoru byl optimalizován magnetický obvod a vinutí, mohla by účinnost narůst ještě více.

Vzorek s plechy M530-50A dosahuje nejlepších výsledků nejen v účinnosti, ale i ve velké části charakteristik naprázdno, nakrátko a při zatížení. Má nejvyšší záběrný moment, při zatížení má nejvyšší účinník. Tento vzorek dopadl nejlépe i při oteplovací zkoušce, což se příznivě projeví také na době životnosti motoru. Lepších výsledků naopak vzorky s plechy M530-65A a 470-P65 dosahují například v účinníku v chodu naprázdno a nakrátko. To je však primárně spojeno s vyššími ztrátami, což je nevhodný způsob zvyšování účinníku. Vzorek s plechy 470-P65 má také nejvyšší moment zvratu.

Z technického pohledu nejlepších výsledků dosahuje motor s plechy M530-50A. Je však také nutné zohlednit ekonomické parametry, jelikož použití plechů s nižší tloušťkou, případně s vyšší jakostí vede ke zvýšení nákladů na výrobu motoru.

Seznam použité literatury

- [1] CHMELÍK, K. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2001, 135 s. [cit. 2017-02-14]. ISBN 80-7078-857-7.
- [2] PYRHONEN, J., T. JOKINEN a V. HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2008, 530 s. ISBN 978-0-470-69516-6.
- [3] KOPYLOV, I. P. *Stavba elektrických strojů*. Praha: SNTL, 1988, 688 s.
- [4] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 1*. Praha: Academia, 1980, 388 s.
- [5] CIGÁNEK, L. *Stavba elektrických strojů*. Praha: SNTL, 1958, 716 s.
- [6] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 2*. Praha: Academia, 1982, 732 s.
- [7] DRÁPALA, J. a KURSA, M. *Elektrotechnické materiály: učební text* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2012, 439 s. [cit. 2017-02-14]. ISBN 978-80-248-2570-0.
- [8] Desort, F. *Elektrotechnologie (Výroba elektrických strojů a přístrojů)*, Praha: SNTL, 1980, 344 s.
- [9] *Podklady společnosti Siemens, s.r.o., odštěpný závod Elektromotory Mohelnice*
- [10] BOLDEA, I. a S. A. NASAR. *The induction machine handbook*. Boca Raton: CRC Press, 2002. ISBN 08-493-0004-5.
- [11] MACH, M. *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 120 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [12] HRABOVCOVÁ, V. a kol. *Meranie a modelovanie elektrických strojov*. Žilinská univerzita, 2009, 335 s. ISBN 978-80-8070-924-2.